



Yeni Bir Delta Kaynak Empedans Ağ Tabanlı Alçaltıcı Dönüştürücü Tasarımı Ve Enerji Verimliliği Üzerindeki Etkisinin İncelenmesi

Program Kodu: 1002

Proje No: 121E422

**Proje Yürütücüsü:
Dr. Öğretim Üyesi Zafer ORTATEPE**

**Araştırmacı:
Prof. Dr. Ahmet KARAARSLAN**

**Bursiyer:
Hüseyin AKGÜL**

Aralık 2022
Denizli



ÖNSÖZ

TÜBİTAK tarafından 1002 - Hızlı Destek Programı kapsamında 121E422 proje numarası ile desteklenen ve sonuç raporunu sunduğumuz bu projede harmonik kirlilik seviyesini azaltmak, güç faktörünü iyileştirmek ve verimliliği artırmak için empedans tabanlı yeni bir alçaltıcı topoloji tasarımı, simülasyonu ve prototip uygulaması yapılmıştır.

Proje konusu olan “Yeni Bir Delta Kaynak Empedans Ağ Tabanlı Alçaltıcı Dönüştürücü Tasarımı ve Enerji Verimliliği Üzerindeki Etkisinin İncelenmesi” başlıklı proje kapsamında bir adet Uluslararası Konferans Bildirisi (IEEE Global Energy Conference 2022) yayınlanmış olup bir adet SCI-E indekste taranan bir dergiye konu ile ilgili makale hazırlanarak gönderilmiştir. Söz konusu proje ile ilgili elde edilen bulguların konferans ve makale ile paydaşlara aktarılması neticesinde projenin amacına ulaşması hedeflenmiştir. Böylece çalışma sonunda bilime oldukça önemli bilgi aktarımı gerçekleşmiş ve yapılacak sonraki çalışmalar için temel oluşturmuştur.

Ayrıca, 2019-2023 dönemi için Türkiye Cumhuriyeti Cumhurbaşkanlığı Strateji ve Bütçe Başkanlığı tarafından açıklanan 11. Kalkınma Planında “Öncelikli sektörler grubunda yer alan sektörlerin ithalata bağımlılığın azaltılması ve enerji verimliliğinin geliştirilmesi” hedefleri ile ilgili önemli hususlara yer verilmiştir. Projeden elde edilen sonuçlar bu Kalkınma Planındaki hedefleri (enerji verimliliği, ithalata bağımlılığın azaltılması vs.) sağlamada önemli bir rol oynayacaktır.

Proje için ayrıca mali destek veren Pamukkale Üniversitesi Bilimsel Araştırmalar Koordinatörlüğü'ne teşekkür ederim. Projenin tüm aşamalarında bulunan, öğrenme azmi hiç bitmeyen ve aynı zamanda projeye büyük katkı sağlayan yüksek lisans öğrencim bursiyer Hüseyin AKGÜL'e teşekkür ederim. Ayrıca, bu alandaki tecrübesi, bilgi ve birikimi ile destek olan araştırmacı Prof. Dr. Ahmet KARAARSLAN'a teşekkür ederim.

Dr. Öğretim Üyesi Zafer ORTATEPE

Proje Yürütücüsü



İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖNSÖZ	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİLLER LİSTESİ	iii
TABLolar LİSTESİ	vi
ÖZET	vii
ABSTRACT	viii
1. GİRİŞ	1
2. LİTERATÜR ÖZETİ	1
2.1. Patent Çalışmaları.....	3
2.2. Kontrol Yöntemi Geliştirilmesi ile İlgili Yapılan Çalışmalar	5
2.3. Ek Topoloji İçeren Çalışmalar.....	7
3. GEREÇ VE YÖNTEM	12
3.1. Önerilen Buck PFC Topolojisi.....	13
3.2. Aynı Noktalı Kuplajlı İndüktör	14
3.3. Zıt Noktalı Kuplajlı İndüktör	15
3.4. Aynı Noktalı ve Zıt Noktalı Kuplajlı İndüktörün Seri Bağlantı Durumları	16
3.5. Aynı Noktalı ve Zıt Noktalı Kuplajlı İndüktörün Paralel Bağlantı Durumları	17
3.6. Giriş Geriliminin Çıkış Geriliminden Büyük Olma Durumu ($V_{in} > V_o$)	18
3.7. Giriş Geriliminin Çıkış Geriliminden Küçük Olma Durumu ($V_{in} < V_o$)	21
3.8. Simülasyon Çalışmaları.....	26
3.9. PCB Tasarımı.....	35
3.10. Deneysel Çalışmada Kullanılan Malzemeler	39
3.11. Deneysel Çalışmada Kullanılan Ölçü Aletleri ve Cihazlar.....	39
3.12. Tasarım Kriterleri	40
3.13. Güç Kaybı ve Verimlilik Analizi.....	42
3.14. Deneysel Sonuçlar.....	43
3.15. Isıl Analiz	52
4. TARTIŞMA VE SONUÇ	54
KAYNAKÇA	55

ŞEKİLLER LİSTESİ

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
Şekil 1. Geleneksel buck PFC topolojisi	2
Şekil 2. Geleneksel buck PFC topolojisinin ölü bölgeleri.....	2
Şekil 3. (Spiazzi ve Buso, 2000)'da önerilen iki farklı topoloji.....	7
Şekil 4. (Xie vd., 2013)'deki ölü bölgelerde çalışabilen topoloji	7
Şekil 5. (Xie vd., 2013)'de önerilen buck+flyback topolojisi.....	8
Şekil 6. (Lin ve Wang, 2016)'da önerilen yarı ölü bölgeli köprüsüz buck PFC dönüştürücü ...	8
Şekil 7. (Memon vd., 2017)'da sunulan CRM buck-flyback PFC dönüştürücü.....	9
Şekil 8. (Memon vd., 2018)'deki buck/buck-boost topolojisi	9
Şekil 9. (Lin ve Wang, 2018)'de sunulan köprüsüz bir buck PFC topolojisi	10
Şekil 10. (Hosseinabadi vd., 2019)'da önerilen yumuşak anahtarlamalı köprüsüz flyback topolojisi	10
Şekil 11. (Liu vd., 2021)'de önerilen tek anahtarlı bir buck PFC dönüştürücü topolojisi.....	11
Şekil 12. (Sahlabadi vd., 2022)'daki komponent sayısı azaltılmış köprüsüz buck PFC dönüştürücü	11
Şekil 13. Kuplajlı indüktör tabanlı buck PFC topolojisi	13
Şekil 14. Aynı noktalı kuplajlı indüktörün eşdeğer devresi	15
Şekil 15. Zıt noktalı kuplajlı indüktörün eşdeğer devresi	16
Şekil 16. Seri bağlantı şekilleri: (a) aynı noktalı kuplajlı indüktör (b) zıt noktalı kuplajlı indüktör	16
Şekil 17. Paralel bağlantı şekilleri: (a) aynı noktalı kuplajlı indüktör (b) zıt noktalı kuplajlı indüktör	17
Şekil 18. Giriş geriliminin çıkış geriliminden büyük olması durumunda devrenin çalışma modları	18
Şekil 19. Çalışma modu 1.....	19
Şekil 20. Çalışma modu 2.....	20
Şekil 21. Çalışma modu 3.....	21
Şekil 22. Çalışma modu 4.....	21
Şekil 23. Giriş geriliminin çıkış geriliminden küçük olması durumunda devrenin çalışma modları	22
Şekil 24. Çalışma modu 5.....	22
Şekil 25. Çalışma modu 6.....	23
Şekil 26. Çalışma modu 7.....	24
Şekil 27. Çalışma modu 8.....	25

Şekil 28. Çalışma modu 9.....	25
Şekil 29. PSIM ortamında simülasyonu yapılan devre	27
Şekil 30. Giriş gerilimi (üstte), filtrelenmemiş (ortada) ve filtrelenmiş (altta) şebeke akımları	28
Şekil 31. Filtrelenmemiş (üstte) ve filtrelenmiş (altta) şebeke akımları	28
Şekil 32. Çıkış geriliminin simülasyon görüntüsü	29
Şekil 33. S1 anahtarı üzerine düşen gerilim (üstte) ve akım (altta) görüntüsü	29
Şekil 34. Kuplajlı indüktöre ait i_1 (kırmızı) ve i_2 (mavi) akım dalga formları	30
Şekil 35. Filtrelenmiş şebeke akımı dalga formu (üstte) ve filtrelenmiş giriş akımının THD değeri (altta)	31
Şekil 36. Yükün tam yükten yarım yüke düşürülmesi durumunda filtrelenmemiş (üstte) ve filtrelenmiş (altta) şebeke akımının dalga formları	31
Şekil 37. Yükün yarım yükten tam yüke çıkarılması durumunda filtrelenmemiş (üstte) ve filtrelenmiş (altta) şebeke akımının dalga formları	32
Şekil 38. Şebeke geriliminin 220V _{AC} 'dan 110V _{AC} 'a düşürülmesi durumunda giriş akımı (üstte) ve giriş akımının THD değeri (altta)	32
Şekil 39. Giriş geriliminin 110V _{AC} 'dan 220V _{AC} 'a yükseltilmesi durumunda giriş akımı (üstte) ve giriş akımının THD değeri (altta)	33
Şekil 40. Giriş geriliminin maksimum değerinde (üstte - 400V _{AC}) giriş akımı (ortada) ve giriş akımının THD değeri (altta)	33
Şekil 41. Giriş geriliminin minimum değerinde (üstte - 90V _{AC}) giriş akımı (ortada) ve giriş akımının THD değeri (altta)	34
Şekil 42. Diptrace çizim programında üst katmanın mimarisi	35
Şekil 43. Diptrace çizim programında ara katman 1'in mimarisi	36
Şekil 44. Diptrace çizim programında ara katman 2'nin mimarisi	36
Şekil 45. Diptrace çizim programında alt katmanının mimarisi	37
Şekil 46. Diptrace çizim programında üst ve alt katmanlarının üç boyutlu görüntüsü	37
Şekil 47. Üretimi tamamlanan PCB'nin üst ve alt katmanlarının görüntüsü	38
Şekil 48. Malzemeleri lehimlenmiş PCB'nin üst ve alt katmanlarının görüntüsü	38
Şekil 49. Çalışmaya ait deney düzeneği	40
Şekil 50. Giriş gerilimi (mavi) ve filtrelenmiş (kırmızı) şebeke akımları	43
Şekil 51. Filtrelenmemiş (kırmızı) ve filtrelenmiş (mavi) şebeke akımları	44
Şekil 52. Filtrelenmemiş şebeke akımının yakın gösterimi	44
Şekil 53. Çıkış geriliminin görüntüsü	45
Şekil 54. S1 anahtarı üzerine düşen gerilim (mavi) ve akım (kırmızı) görüntüsü	45
Şekil 55. Kuplajlı indüktöre ait i_1 (kırmızı) ve i_2 (mavi) akım dalga formları	46

Şekil 56. (a) Filtrelenmiş şebeke akımı dalga formu (b) filtrelenmiş giriş akımının birinci harmoniğine ait THD ve PF değerleri.....	47
Şekil 57. Devre yükünün tam yükten yarım yüke düşürülmesi durumunda (a) filtrelenmiş şebeke akımının dalga formu (b) bu akımın birinci harmoniğine ait THD ve PF değerleri	47
Şekil 58. Yükün yarım yükten tam yüke çıkarılması durumunda (a) filtrelenmiş şebeke akımının dalga formu (b) bu akımın birinci harmoniğine ait THD ve PF değerleri	48
Şekil 59. Şebeke geriliminin $220V_{AC}$ 'dan $110V_{AC}$ 'a düşürülmesi durumunda (a) filtrelenmiş şebeke akımının dalga formu (b) bu akımın birinci harmoniğine ait THD ve PF değerleri	48
Şekil 60. Giriş geriliminin $110V_{AC}$ 'dan $220V_{AC}$ 'a yükseltilmesi durumunda (a) filtrelenmiş şebeke akımının dalga formu (b) bu akımın birinci harmoniğine ait THD ve PF değerleri	49
Şekil 61. Giriş geriliminin maksimum değerinde ($280V_{AC}$) giriş akımının birinci harmoniğine ait THD ve PF değerleri.....	49
Şekil 62. Giriş geriliminin minimum değerinde ($90V_{AC}$) giriş akımının birinci harmoniğine ait THD ve PF değerleri.....	50
Şekil 63. Yarım yükte çalıştırılan devrenin elemanlarına ait kayıp analizi	51
Şekil 64. Çeşitli yük koşulları altında çalıştırılan devrenin verimliliği.....	51
Şekil 65. Tam yük koşulu altında PCB'nin termal analizi: (a) devrenin termal kamera görüntüsü (b) ilk 15 dakika sonunda elde edilen termal görüntü, (c) ikinci 15 dakika sonundaki termal görüntü, (d) son 15 dakika sonundaki termal görüntü	52



TABLULAR LİSTESİ

<u>Tablo</u>	<u>Sayfa</u>
Tablo 1. Tasarım kriterleri ve elektriksel parametreler	12
Tablo 2. Simülasyonda kullanılan parametreler	26
Tablo 3. Simülasyon ortamında farklı yük ve gerilim koşullarında elde edilen PF ve THD değerleri	34
Tablo 4. Devrede kullanılan malzemeler ile ilgili özellikler.....	39
Tablo 5. Devrenin simülasyon ve deneysel ortamda farklı yük ve gerilim koşullarında elde edilen PF ve THD değerleri	50



ÖZET

AC-DC güç dönüştürücüler, şebekeden gelen alternatif akımı, birçok elektronik cihazın ihtiyaç duyduğu doğru akıma dönüştüren cihazlardır. Bu dönüştürücüler güç faktörü düzeltme devreleri ile birlikte kullanılmadığı zaman hem şebeke tarafında hem de dönüştürücü tarafında bazı sorunlara neden olabilmektedir. Bu sorunlardan biri olan harmonik kirlilik, elektrik güç sistemlerinde aşırı ısınma, güç faktörünün azalması ve sistem verimliliğinin düşmesi gibi problemlere neden olabilen harmoniklerin varlığını ifade eder. Güç faktörü düzeltme (GFD) devreleri, AC-DC güç dönüştürücülerde, harmonik kirlilik seviyesini azaltarak sistemin güç faktörünü (GF) iyileştirmek için kullanılır.

Bu çalışmada empedans yapıya sahip 90-280 V_{RMS} çalışma gerilimi aralığında ve 150W gücünde alçaltıcı dönüştürücü tasarımı yapılmış ve prototip uygulaması gerçekleştirilmiştir. Dönüştürücüde kullanılan tüm anahtarlama elemanları yumuşak anahtarlama yöntemi kullanılarak kontrol edilmiştir. Dolayısıyla anahtarlama kayıpları minimum seviyeye indirilerek sönümlenme devrelerine (snubber) gerek duyulmamıştır.

Devre analog UC3843 PWM entegresi ile kontrol edilmiş olup literatürdeki diğer GFD devrelerinden farklı olarak doğal GFD yeteneğine sahiptir. Bu sayede devrenin kontrolü kolaylaşmış; boyut ve maliyet açısından rakiplerine avantaj sağlamıştır.

Önerilen topolojinin simülasyon çalışmaları ve prototip uygulamaları gerçekleştirilmiştir. Yapılan simülasyon ve deneysel sonuçlara göre devrenin güç faktörü tüm giriş gerilimi ve yük koşulları altında %98'in üzerinde elde edilmiştir. Giriş akımı toplam harmonik bozulması (THB) ise tüm giriş gerilimi ve yük koşulları altında %5'in altında bulunmuştur. Son olarak devrenin verimliliği 220 V_{RMS} giriş gerilimi ve 80 V_{DC} çıkış gerilimi koşulları altında tam yükte %93, yarım yükte ise %96.5 olarak ölçülmüştür. Elde edilen sonuçlar önerilen topolojinin saf sinüsoidal giriş akımına sahip olduğunu ve yüksek verimi sayesinde endüstride kullanılan diğer topolojilere rakip olabileceğini doğrulamaktadır.

Anahtar Kelimeler: Alçaltıcı dönüştürücü, güç elektroniği, güç faktörü düzeltme, harmonik.



ABSTRACT

AC-DC power converters are devices that convert the alternating current from the power grid into the direct current that many electronic devices require. When these converters are not used with power factor correction circuits, they can cause problems both on the grid side and on the converter side. One of these problems is harmonic pollution, which refers to the presence of harmonics that can cause excessive heating in electric power systems, reduce power factor, and decrease system efficiency. Power factor correction (PFC) circuits are used in AC-DC power converters to reduce the level of harmonic pollution and improve the power factor (PF) of the system.

In this study, buck converter with an impedance structure that operates at a voltage range of 90-280 V_{RMS} and has a power of 150W is designed and a prototype application is performed. All switching elements used in the converter are controlled using the soft switching method. Therefore, switching losses are minimized and snubber circuits are not needed.

The circuit is controlled by analog UC3843 PWM IC and unlike other PFC circuits in the literature, it has natural PFC capability. In this way, the control of the circuit became easier; It has provided an advantage to its competitors in terms of size and cost.

Simulation studies and prototype applications of the proposed topology are carried out. According to the simulation and experimental results, the PF of the circuit is obtained above 98% under all input voltage and load conditions. Input current total harmonic distortion (THD) is found below 5% under all input voltage and load conditions. Finally, the efficiency of the circuit is measured as 93% at full load and 96.5% at half load under 220 V_{RMS} input voltage and 80 V_{DC} output voltage conditions. The obtained results confirm that the proposed topology has pure sinusoidal input current and can rival other topologies used in industry thanks to its high efficiency.

Keywords: Buck converter, power electronics, power factor correction, harmonic.



1. GİRİŞ

AC/DC güç dönüştürücüleri, elektrik devrelerinde bulunan AC gerilimi DC gerilime dönüştürmeyi sağlayan elektronik cihazlardır. Bu dönüştürücüler, çeşitli elektronik cihazların çalışması için gerekli olan DC gerilimi elde etmek için kullanılır. Bu çalışma, şebekeden alınan AC gerilimin, izolasyonsuz alçaltıcı bir dönüştürücü devre kullanılarak DC gerilime dönüştürülmesini ve giriş akım formunun sinüsoidal formda olmasını sağlayarak güç faktörünün ve aynı zamanda verimliliğin artırılması konularını kapsamaktadır.

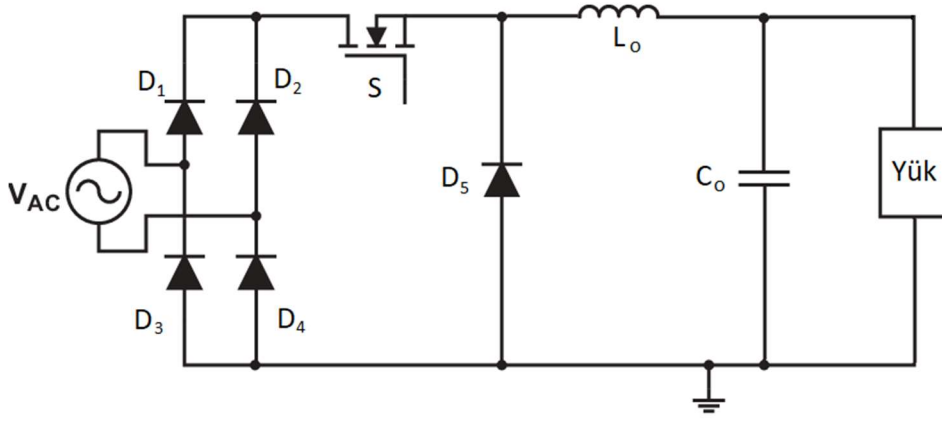
Günümüzde izolasyonsuz dönüştürücü mimarileri basit yapısı ve düşük maliyet avantajı gibi nedenlerden dolayı sıklıkla kullanılmaktadır. Bu dönüştürücülerin AC-DC gerilim dönüşümü yapmasının yanı sıra giriş akımının bozulmaması ve giriş gerimi ile aynı fazda ve sinüsoidal olması istenir. Ancak alçaltıcı dönüştürücüler doğası gereği giriş geriliminin çıkış geriliminden küçük olduğu bölgelerde saf sinüsoidal akım sağlayamazlar.

Bu çalışmanın amacı bu bölgelerde de çalışabilen, kontrolü basit ve verimli bir topoloji tasarlamaktır. Bunu sağlayabilmek için empedans devrelerinden ve yumuşak anahtarlama tekniklerinden faydalanılmıştır. 150W gücünde tasarlanan bu dönüştürücü 90-280 V_{RMS} giriş gerilimine olanak sağlarken çıkışta 80V_{DC} gerilim sağlamaktadır. Yapılan simülasyon ve deneysel çalışmalardan elde edilen veriler tasarlanan dönüştürücünün hem verimlilik hem de giriş akım kalitesi açısından literatürdeki çalışmalardan daha iyi sonuçlar verdiğini kanıtlamaktadır.

2. LİTERATÜR ÖZETİ

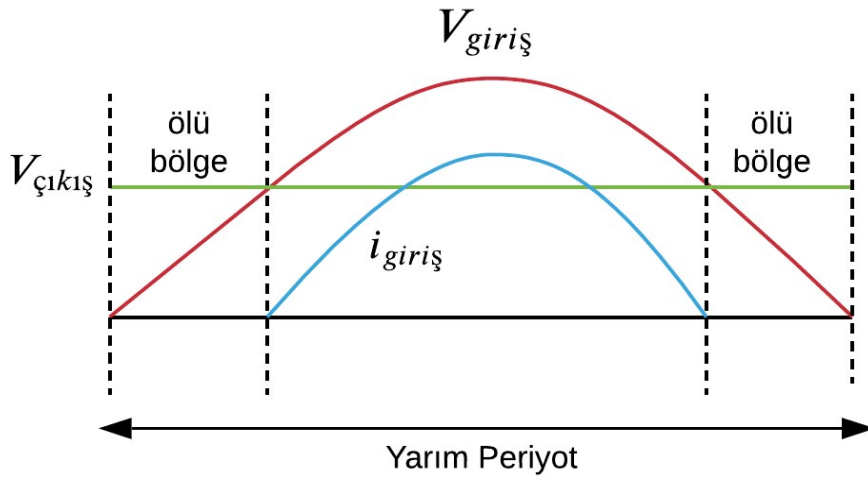
Proje önerisinde yapılan literatür araştırması, proje başlangıcından bitimine kadar olan süreçte detaylandırılarak ve güncellenerek tekrar yapılmıştır. Güncel literatür taraması ile literatürdeki buck PFC dönüştürücülerin avantaj ve dezavantajları detaylı bir şekilde incelenmiştir. Literatür taraması kapsamında, projeye konu olan buck PFC dönüştürücü devreleri ile ilgili olarak gerçekleştirilmiş hem yayın çalışmaları hem de patent çalışmaları ayrı ayrı ele alınmıştır.

Buck PFC dönüştürücü, yarı iletken anahtar üzerindeki düşük voltaj stresi, girişe göre daha düşük DC voltaj çıkışı, küçük iletim kayıpları ve yüksek verim avantajlarından dolayı özellikle izole edilmemiş düşük güç uygulamalarında (led sürücüler, güç kaynakları vs.) yaygın olarak kullanılır (Choi, 2013). Geleneksel buck PFC topolojisi Şekli 1'de verilmiştir. Topoloji genel olarak bir köprü diyot, bir anahtarlama elemanı, bir çıkış indüktörü, bir çıkış kondansatörü ve yükten meydana gelmektedir.



Şekil 1. Geleneksel buck PFC topolojisi

Buck dönüştürücü ölü bölgelere sahip olması nedeniyle hiçbir zaman giriş akımını saf sinüzoidal olacak şekilde düzenleyemez. Bu nedenle çıkış geriliminin giriş geriliminden yüksek olduğu bölgelerde yüksek kayıplar meydana gelir. Dolayısıyla IEC61000-3-2 akım harmonik limitlerini sağlamakta zorlanır (Yao vd., 2021). Geleneksel buck PFC'nin giriş / çıkış gerilimleri ve giriş akım dalga formları bir yarım periyot için Şekil 2'de gösterilmiştir. Literatürde geleneksel buck PFC dönüştürücünün performanslarını iyileştirmek için iki farklı kategoriye ayrılan çalışmalar yapılmıştır. Bunlardan ilki buck PFC dönüştürücünün kontrol yönteminde yapılan yenilikler ya da iyileştirmeler olmuştur. İkinci kategoride yapılan çalışmalar ise buck PFC dönüştürücünün giriş geriliminin çıkış geriliminden küçük olduğu bölgelerde çalışabildiği ek topolojileri içeren yeni devre tasarımlarını kapsamaktadır.



Şekil 2. Geleneksel buck PFC topolojisinin ölü bölgeleri

Bu bölümde buck PFC konusu ile ilgili daha önce yapılmış patent çalışmaları, önerilen farklı kontrol yöntemleri ve buck PFC dönüştürücünün giriş geriliminin çıkış geriliminden küçük

olduğu bölgelerde çalışabilen ek topolojileri içeren yeni devre tasarımları sırası ile incelenmiştir.

2.1. Patent Çalışmaları

Nisan 2013'te yayınlanan CN103227574A başvuru numaralı patent çalışmasındaki buluşta buck modunda veya buck-boost modunda çalışan köprüsüz PFC dönüştürücü önerilmiştir. Köprüsüz PFC dönüştürücü, üç anahtarlama elemanı, altı diyot, bir indüktör ve bir kondansatör içermektedir. Giriş gerilimi çıkış geriliminden büyük olduğunda, dönüştürücü buck modunda çalışırken, giriş gerilimi çıkış geriliminden küçük olduğunda, dönüştürücü buck-boost modunda çalışmaktadır. Devre buck-boost çalışma modu eklendiğinden, buck PFC dönüştürücünün doğası gereği sahip olduğu ölü bölge sorununu çözer ve dönüştürücünün güç faktörü etkili bir şekilde artırılabilir.

Kasım 2013'te yayınlanan CN203708111U başvuru numaralı patent çalışmasındaki buluşta paralel bağlantılı entegre tip buck-flyback PFC topolojisi sunulmaktadır. Geleneksel bir PFC dönüştürücüsünün aynı anda yüksek PF, düşük THD ve yüksek verimlilik elde etmesi zordur. Paralel bağlantılı buck-flyback PFC devresinde buck dönüştürücünün yüksek verimliliğe sahip olması ve flyback dönüştürücünün yüksek güç faktörüne sahip olmasının avantajları birleştirilmiştir. Dönüştürücülerin topolojik yapısı ve kontrolü basittir, yüksek PF ve düşük THD elde edilebilir.

Nisan 2014'te yayınlanan CN103944382A başvuru numaralı patent çalışmasındaki buluş mevcut ölü bölgeleri ortadan kaldırmayı ve buck tipi topolojinin doğal avantajlarını sürdürme performansını önemli ölçüde iyileştirmeyi amaçlar. Buck tipi dönüştürücünün mevcut ölü bölgelerini ortadan kaldırmak için bir akım kipi kontrol yöntemine göre devrede bulunan iki anahtarlama elemanı kontrol edilmiş ve ölü bölgelerde çalışabilen bir topoloji sunulmuştur.

Ocak 2015'te yayınlanan CN104617761A başvuru numaralı patent çalışmasındaki buluş yüksek güç faktörüne sahip buck tipi bir güç faktörü düzeltme dönüştürücüsüne aittir. Ölü bölgelerde çalışma özelliği bulunmayan bu buluşta akım gerilimle aynı formda olacak şekilde sinüsoidal olarak elde edilmeye çalışılmıştır. Devrenin kontrolü için değişken açık-zaman (ing. Variable on-time - VOT) kontrol yöntemini önerilmiştir. Sabit açık-zaman kontrolü (ing. Constant on-time - COT) ile karşılaştırıldığında devrenin güç faktörü değeri 1'e yakın, çıkış gerilimi dalgalanması daha küçük ve dönüştürücünün verimliliği iyileştirilmiştir.

Eylül 2015'te yayınlanan CN105226931A başvuru numaralı patent çalışmasındaki buluşun amacı güç faktörü 1'e yakın, 90V ~ 264V_{AC} giriş voltajı aralığında çalışabilen bir DCM Buck

PFC dönüştürücü tasarlamaktır. Buluşun amacını gerçekleştiren teknik çözüm olarak ise Buck PFC dönüştürücünün DCM olarak çalıştırılması ile kontrolün kolaylaştırıldığı (CRM'de akımın sıfır geçişlerinin tespit edilmesi gerekmektedir), akımın sıfır olduğu bölgede anahtarlama başlanması sebebiyle anahtarlama kayıplarının azaltılması sunulmuştur.

Mart 2015'te yayınlanan CN104734487A başvuru numaralı buluşta, sabit anahtarlama frekansı ile çalışan bir CRM Flyback PFC dönüştürücüsü önerilmiştir. Önerilen CRM Flyback PFC dönüştürücüde bir ana güç devresi ve bir kontrol devresi bulunmaktadır. CRM Flyback PFC dönüştürücü, değişken iletim süresi kontrolünün benimsenmesi ve anahtarlama frekansının bir güç frekansı periyodu içinde sabit olması gibi avantajlara sahiptir.

Temmuz 2017'de yayınlanan CN109309447B başvuru numaralı buluşta, sabit anahtarlama frekansı tarafından kontrol edilen bir CRM buck PFC dönüştürücü önerilmiştir. Önerilen buluş, bir ana güç devresi, bir CRM kontrol ve sürücü devresi, bir voltaj ileri besleme devresi, bir bölücü ve bir çıkış voltajı geri besleme devresi içermektedir. Buluştaki gerilim ileri besleme devresi, anahtarın iletim süresinin bir güç frekansı periyodunda sabit bir kurala göre değişmesini sağlar ve CRM buck PFC dönüştürücüsünün sabit anahtarlama frekans kontrolünü gerçekleştirir.

Haziran 2019'da yayınlanan CN110518818B başvuru numaralı buluşta, Flyback topolojisinin entegre edildiği bir buck PFC devresi sunulmuştur. Devre sabit frekans kontrolü (ing. Constant Frequency control – CFC) ile kontrol edilen bir CRM buck-flyback yapısından oluşmaktadır. Devrenin giriş geriliminin çıkış geriliminden küçük olduğu bölgelerde flyback topolojisi çalışırken diğer bölgede ise buck topolojisi çalışmaktadır. Böylece ölü bölgelerde de çalışabilen bir topoloji sayesinde yüksek PF ve sinüsoidal akım elde edilmiştir.

Haziran 2019'da yayınlanan CN110311546A başvuru numaralı buluşta, ölü bölgelerde çalışabilen bir buck PFC topolojisi verilmiştir. Bu topolojide bir indüktör ve iki anahtarlama elemanı bulunmaktadır. Ölü bölgelerde, indüktör, anahtarlama elemanlarından biri sayesinde kısa devre edilerek şarj edilir ve diğer periyotta şarj gerilimi yüke gönderilerek şebekeden akım çekmesini sağlar. Ölü olmayan bölgelerde ise tıpkı buck PFC dönüştürücü gibi çalışmaktadır. Ayrıca bu önerilen topoloji patentler ve literatür çalışmaları arasında topoloji olarak en basit ve kontrol olarak en kolay yöntemdir.

Literatür araştırmasını, patent çalışmaları sonrası kontrol yönteminin geliştirilmesi ile ilgili yapılan çalışmalar ve ek topoloji içeren çalışmalar takip etmektedir.

2.2. Kontrol Yöntemi Geliştirilmesi ile İlgili Yapılan Çalışmalar

(Yang vd., 2010)'da sabit zaman kontrolüne sahip CRM sıfır gerilimde anahtarlama (ing. Zero voltage switching – ZVS) bir buck PFC dönüştürücü önerilmiştir. CRM buck PFC dönüştürücünün yüksek verimliliği ve düşük harmonikleri için tasarım metodolojisi ve kriterleri sunulmuştur. 100 W'lık bir prototipten elde edilen deneysel sonuçlar, giriş akım harmoniklerinin IEC61000-3-2 D Sınıfı standardını karşıladığını ve verimliliğin %96.5'ten yüksek olduğunu göstermektedir.

(Huber vd., 2010)'da akım kenetleme yöntemi ile kontrol edilen bir buck PFC dönüştürücüsünün 90 W'lık dizüstü bilgisayar adaptöründe kapsamlı bir analizi sunulmuştur. Önerilen akım kenetleme yönteminin geniş gerilim aralığı ve çeşitli yük değerleri altında yüksek verimlilikte çalışabildiğini göstermişlerdir. Ancak çalışmanın ölü bölgeleri ortadan kaldırmaması ve bu bölgelerde akımın sıfır olması çalışmanın en büyük eksikliklerindedir.

(Wu vd., 2011)'da sabit açık-zaman kontrolüne sahip (ing. Constant on-time - COT) bir kritik iletim modlu (ing. Critical resonance mode - CRM) yumuşak anahtarlama (ing. Soft-switched) buck PFC dönüştürücü önerilmiştir. Önerilen tasarım kriterlerine göre oluşturulmuş 100 W'lık bir prototip, giriş akımı harmoniklerinin IEC61000-3-2 (D Sınıfı) standardını karşıladığını ve evrensel giriş aralığında verimliliğin %96.5'ten yüksek olduğunu göstermiştir. Ancak bu kontrol yönteminde buck PFC dönüştürücünün değişken anahtarlama frekansı ile kontrol edilmesi daha büyük filtre tasarımı gerektirmektedir.

(Wu vd., 2012)'da buck PFC dönüştürücüsünün led aydınlatma uygulamalarındaki harmonik gereksinimlerini (IEC61000-3-2, Class C) sağlaması için CRM modda çalışan değişken açık-zaman (ing. Variable on-time - VOT) kontrol yöntemini önerilmiştir. Bu çalışma devredeki anahtarın açık kalma süresini düzenleyerek, aydınlatma sistemi gereksinimlerini karşılamak için yüksek dereceli harmonikleri azaltmıştır. 150 W'lık bir CRM buck PFC prototipinde elde edilen deneysel sonuçlar, tam yükte buck PFC'nin verimliliğinin %96'yı aştığını göstermiştir.

(Singh ve Shrivastava, 2014)'daki çalışma 13 W'lık bir ışık yayan diyot (ing. Light emitting diode - LED) yükü için sürekli iletim modunda (ing. Continuous conduction mode – CCM) çalıştırılan buck dönüştürücü tabanlı güç kaynağı tasarımının analizi ve uygulanması ile ilgilidir. LED lamba için güç kaynağının bir prototipi, seri konfigürasyonda bağlanan çoklu LED'ler için uygulanmıştır. Önerilen LED sürücüsünün verimliliği, 220V'luk giriş geriliminde %83.76 ve şebeke akımının THD'si geniş giriş gerilimi aralığında (90-270V) %17.27'den az olarak gözlemlenmiştir. Hem verimliliğinin düşük olması hem de akım harmonik limitlerinin yüksek olması çalışmanın dezavantajlarıdır.

(Yang vd., 2016)'daki çalışmada CCM modda çalışan bir buck PFC dönüştürücü, öngörülü hat voltajı rekonstrüksiyonu (ing. Predictive line voltage reconstruction - PLVR) elde etmek için bir metodoloji türetilerek, ölü bölgelerin etkisi azaltılmıştır. İkinci dereceden sinüzoidal akım modülasyonunun (ing. Prediction of quadratic sinusoidal current modulation - PS2CM) tahminiyle, şebeke akımı, şebeke voltajıyla aynı fazlı olan sinüzoidal dalga biçimine göre şekillendirilir. Deneysel sonuçlardan, 110V_{AC} giriş geriliminde güç faktörünün 0.95 ve verimliliğin %97'den fazla elde edildiği bildirilmiştir. Kontrol yönteminin karmaşıklığı ve ölü bölgeleri ortadan kaldırmaması çalışmanın eksi yönleridir.

Sürekli iletim modunda (ing. Discontinuous conduction mode – DCM) çalışan bir buck PFC dönüştürücü uygulaması (Yao vd., 2017)'da sunulmuştur. Bir periyot süresince anahtarlama elemanlarının görev döngüsü sabit olduğu takdirde, giriş akımı büyük miktarda negatif üçüncü harmonik içerir. Ölü olmayan bölge ve kontrol uygulaması gerçekleştirilen bu çalışmada devreye optimum bir üçüncü harmonik enjeksiyon yöntemi önerilerek, tüm giriş gerilimi aralığında daha yüksek bir PF ve daha düşük bir çıkış gerilimi dalgalanması elde edilmiştir.

(Liu vd., 2018)'de yüksek verimli izolesiz bir LED sürücüsü için kenetlenmiş akım mod (ing. Current-clamped mode) kontrolü kullanılarak hibrit anahtarlama indüktör (ing. Hybrid-switched inductor - HS-L) buck topolojisi kullanılmıştır. Geleneksel buck topolojisine kıyasla, HS-L buck topolojisi daha düşük kayıplara sahiptir. Deneysel sonuçlar, %92'nin üzerinde verimlilik ve 0.9'un üzerinde güç faktörü elde edildiğini, geleneksel buck topolojisine kıyasla HS-L buck kullanılarak daha yüksek verimlilik elde edildiğini doğrulamıştır.

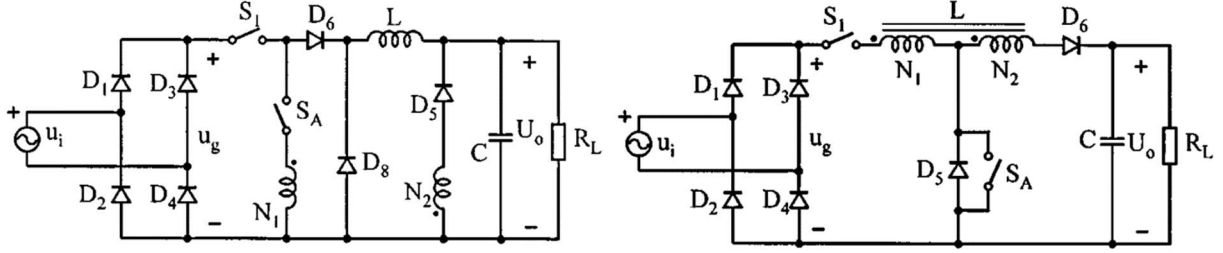
(Yao vd., 2020)'da klasik buck PFC dönüştürücüye ait anahtarın açık kalma süresi değiştirilerek yeni bir sabit frekans kontrol şeması önerilmiştir. Orijinal kontrol ile karşılaştırıldığında, önerilen yöntem sabit anahtarlama frekansı işlemini gerçekleştirir. Önerilen kontrol yönteminde düşük giriş geriliminde daha yüksek PF ve yüksek giriş geriliminde ise daha düşük bir PF elde edildiği bildirilmiştir.

Yukarıda bahsedilen çalışmalar incelendiğinde geleneksel buck PFC dönüştürücünün giriş akım harmoniklerinin azaltılması için çeşitli kontrol tekniklerinin geliştirildiği ancak buck PFC dönüştürücünün doğası gereği ölü bölgelerde çalışmaması nedeniyle giriş akımının ölü bölgelerde sıfır olması ve IEC61000-3-2 akım harmonik limitlerini sağlamada zorlandığı ya da bazı yöntemlerde verimliliğin düşük olduğu gözlemlenmiştir.

Bu gibi eksiklikler göz önüne alınarak literatürde buck PFC dönüştürücüye entegre edilmiş ve ölü bölgelerde çalışabilecek ek topolojiler önerilmiştir. Bir sonraki bölümde bu ek topoloji içeren çalışmalar ele alınmıştır.

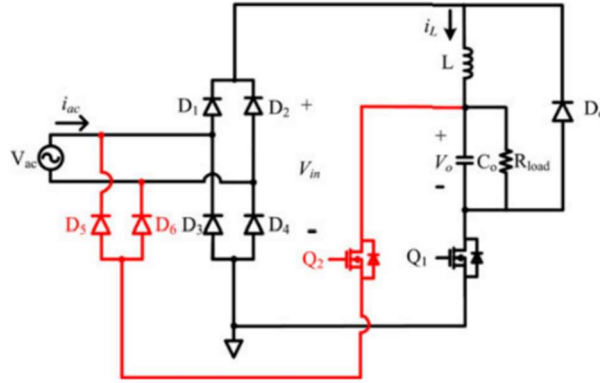
2.3. Ek Topoloji içeren Çalışmalar

(Spiazzi ve Buso, 2000)'da yardımcı bir flyback dönüştürücü içeren iki farklı topoloji önerilmiştir. Yardımcı flyback dönüştürücü, ana dönüştürücünün ölü bölgelerinde ek bir güç kaynağı olarak kullanır. 1 kW'lık bir prototipe dayalı deneysel sonuçlar basit bir buck PFC doğrultucuyla karşılaştırıldığında, önerilen topolojilerden daha yüksek PF ve daha düşük THD elde edildiği belirtilmiştir. Önerilen iki farklı topoloji Şekil 3'te verilmiştir.



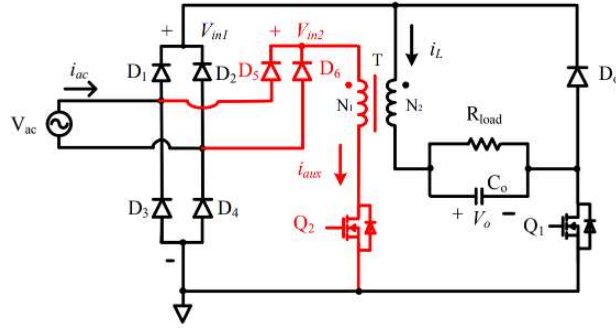
Şekil 3. (Spiazzi ve Buso, 2000)'da önerilen iki farklı topoloji

(Xie vd., 2013)'deki çalışmada geleneksel buck PFC dönüştürücüye ek olarak ölü bölgelerde de çalışabilen, iki diyot ve bir anahtar eklenerek elde edilen yeni bir topoloji önerilmiştir. CRM ve COT olarak çalıştırılan 100 Watt'lık bir prototipin yüksek PF sağladığı ve IEC61000-3-2 C sınıfı akım harmonik limitlerini karşıladığı bildirilmiştir. Önerilen topolojiye ait görsel Şekil 4'te gösterilmektedir.



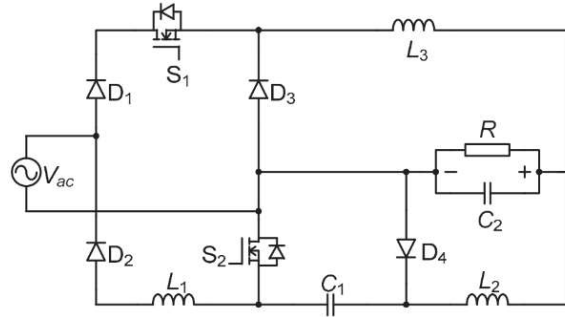
Şekil 4. (Xie vd., 2013)'deki ölü bölgelerde çalışabilen topoloji

(Xie vd., 2013)'de geleneksel buck PFC dönüştürücüye entegre edilmiş flyback topolojisi önerilmiştir. Önerilen topoloji giriş voltajının çıkış voltajından düşük olduğu durumlarda flyback topolojisi çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Böylece, geleneksel Buck PFC dönüştürücünün ölü bölgelerinde de çalışabilen yeni bir topoloji önerilmiştir. 100 Watt'lık bir prototip üzerinde yapılan deneysel çalışmalarda devrenin IEC61000-3-2 C sınıfı akım harmonik limitlerini karşıladığı belirtilmiştir. Önerilen buck+flyback topolojisi Şekil 5'te verilmiştir.



Şekil 5. (Xie vd., 2013)'de önerilen buck+flyback topolojisi

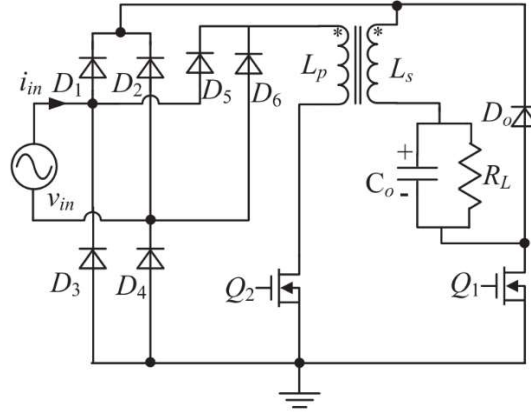
(Lin ve Wang, 2016)'da yarı ölü bölgeleri olan yeni bir köprüsüz buck PFC dönüştürücü önerilmiştir. Önerilen PFC dönüştürücünün çalışması, pozitif çevrimde buck modu ve negatif çevrimde Cuk modu olmak üzere iki farklı moda ayrılabilir. Buck PFC dönüştürücü ile karşılaştırıldığında, önerilen bu PFC dönüştürücüde aynı giriş ve çıkış gerilimi şartları altında yalnızca yarı ölü bölgeler oluşur ve bu da daha yüksek bir güç faktörüne (PF) yol açar. Önerilen yarı ölü bölgeli köprüsüz buck PFC dönüştürücü Şekil 6'da gösterilmiştir.



Şekil 6. (Lin ve Wang, 2016)'da önerilen yarı ölü bölgeli köprüsüz buck PFC dönüştürücü

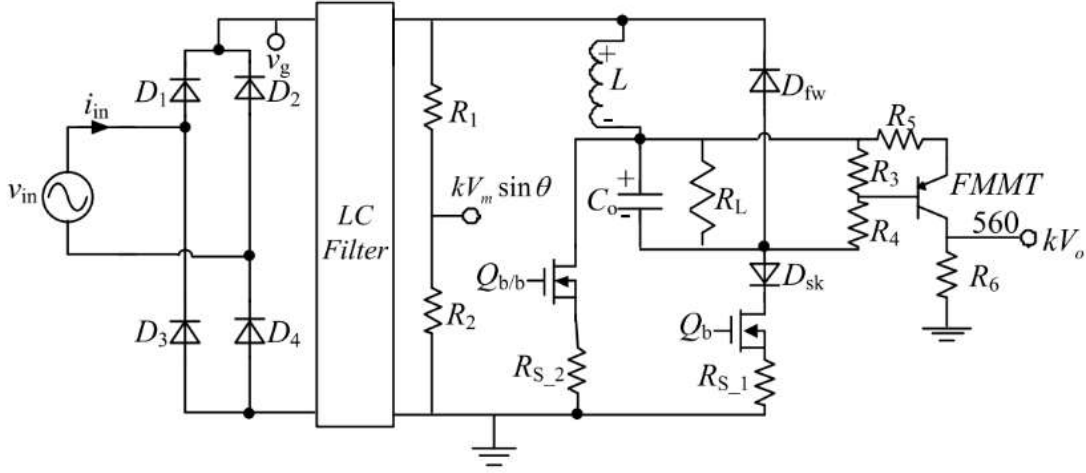
(Memon vd., 2017)'de yüksek PF'ye ve düşük THD'ye sahip bir CRM buck-flyback PFC dönüştürücü için VOT kontrol şeması önerilmiştir. Önerilen topoloji Şekil 7'de verilmiştir. CRM buck-flyback PFC dönüştürücü için hem geleneksel COT kontrolün hem de VOT kontrolün çalışma ilkeleri analiz edilmiştir. 100 W'lık bir prototipte elde edilen deneysel sonuçlar, VOT kontrollü dönüştürücünün THD ve PF'sinin, COT kontrollü dönüştürüclere kıyasla büyük ölçüde iyileştirildiğini göstermiştir.

(Zhang vd., 2017) geçmişten günümüze kadar gelen yüksek PF'ye sahip tek fazlı PFC dönüştürücü ailesini sunmuştur. Hibrit PFC dönüştürücünün ölü bölgedeki akım performansını daha da iyileştirmek için ek PFC devrelerinin ve Buck PFC'nin avantajlarını birleştirilmesi gerektiğinden bahsedilmiştir. Literatürdeki iki topolojinin uygulaması yapılmış ve geliştirilmiş tepe akım kontrol yöntemi sayesinde geniş giriş gerilimi aralığında yüksek PF'ye ulaşılmış ve giriş akımı harmonikleri, IEC61000-3-2 Sınıf C limitlerini sağlamıştır.



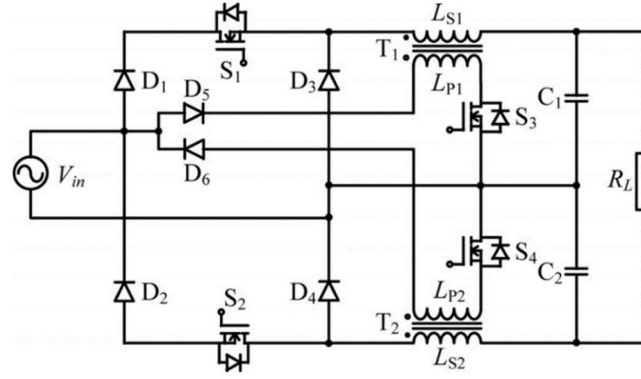
Şekil 7. (Memon vd., 2017)'da sunulan CRM buck-flyback PFC dönüştürücü

(Memon vd., 2018) 'de yüksek PF elde etmek için VOT kontrol yöntemi ile çalışabilen bir buck/buck-boost PFC şeması sunulmuştur. Bu şemaya ait görsel Şekil 8'de verilmiştir. Önerilen topoloji buck ve buck/boost modlarında çalışabilmektedir. COT ve VOT ile dönüştürücünün çalışma ilkeleri ve karşılaştırmalı analizi yapılmıştır. Önerilen VOT kontrol şeması, COT ile karşılaştırıldığında yüksek PF ve verimlilik sağlamıştır.



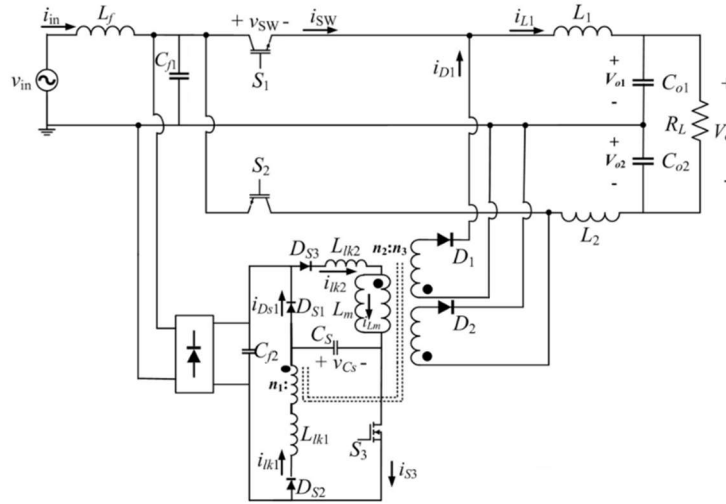
Şekil 8. (Memon vd., 2018)'deki buck/buck-boost topolojisi

(Lin ve Wang, 2018)'de önerilen köprüsüz bir buck PFC topolojisi Şekil 9'da gösterilmektedir. DCM olarak çalıştırılan bu yeni köprüsüz buck PFC topolojisinde, yardımcı geri dönüş devresi kullanılarak ölü açıların ortadan kaldırıldığı, böylece daha yüksek PF ve daha düşük giriş akımı harmonikleri elde edildiğinden bahsedilmiştir. Ancak geri dönüş devresinde kullanılan yarı iletken malzeme sayısının fazla olması bu topolojinin en büyük dezavantajıdır.



Şekil 9. (Lin ve Wang, 2018)'de sunulan köprüsüz bir buck PFC topolojisi

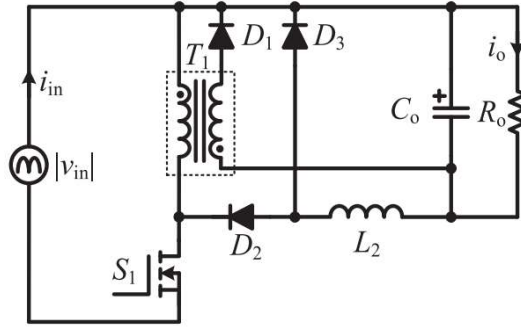
Şekil 10'da (Hosseinabadi vd., 2019)'de gerçekleştirilen yeni bir yumuşak anahtarlamalı köprüsüz tek fazlı PFC dönüştürücü sunulmuştur. Yardımcı bir flyback devresi kullanılarak, yumuşak anahtarlama sağlanırken giriş akımındaki ölü açığı ortadan kaldırılmıştır. Yumuşak anahtarlama tekniği kullanıldığı için yarı iletken cihazların iletim kayıpları düşüktür. Ayrıca, yardımcı flyback dönüştürücü, buck anahtarları için yumuşak anahtarlama koşulu sağlar. 120Watt'lık bir prototipte, nominal yük koşulunda %93 verimlilik elde edilmiştir. Ayrıca, önerilen topoloji giriş akımı harmonikleri IEC61000-3-2 (D Sınıfı) standardını karşılar.



Şekil 10. (Hosseinabadi vd., 2019)'da önerilen yumuşak anahtarlamalı köprüsüz flyback topolojisi

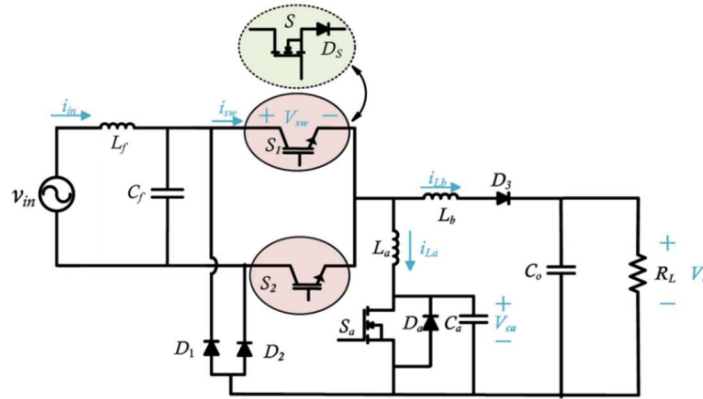
(Yao vd., 2021)'de Şekil 8'de gösterilen buck-buck/boost PFC dönüştürücünün, klasik buck PFC dönüştürücünün giriş akımındaki doğal ölü bölge bölgelerini telafi etmek için mükemmel bir seçim olduğundan bahsedilmektedir. Bununla birlikte, dönüştürücü ister CRM ile ister COT ile isterse DCM ya da sabit görev döngüsü kontrolü (ing. Constant duty cycle control - CDCC)

ile çalışsın, güç faktörü özellikle düşük giriş gerilimlerinde düşüktür. Bu nedenle, yüksek PF elde etmek için CRM/DCM buck-buck/boost PFC dönüştürücü için sırasıyla sabit çalışma oranı kontrolü (ing. Fixed on-time ratio control - FOTRC) ve sabit görev çevrim oranı kontrolü (ing. Fixed duty cycle ratio control - FDCRC) önerilmiştir. Geleneksel kontrol kontrolleri ile karşılaştırıldığında, önerilen kontrol yöntemlerin verimliliği artırdığı belirtilmiştir.



Şekil 11. (Liu vd., 2021)'de önerilen tek anahtarlı bir buck PFC dönüştürücü topolojisi

(Liu vd., 2021)'de önerilen tek anahtarlı bir buck PFC dönüştürücü topolojisi Şekil 11'de sunulmuştur. Bu topoloji yalnızca bir aktif anahtar kullanarak buck ve flyback PFC dönüştürücülerinden oluşur. Ölü bölgelerde flyback yapısının çalıştığı bu topoloji sayesinde ölü bölgenin etkisinin azaltıldığı ve yalnızca bir anahtarlama elemanı kullanımı nedeniyle maliyet ve kayıpların azaltıldığından bahsedilmiştir. Ayrıca deneysel çalışmalarda topolojinin IEC61000-3-2 C sınıfı akım harmonik limitlerini karşıladığı belirtilmiştir.



Şekil 12. (Sahlabadi vd., 2022)'daki component sayısı azaltılmış köprüsüz buck PFC dönüştürücü

(Sahlabadi vd., 2022)'da component sayısı azaltılmış yeni bir köprüsüz tek fazlı buck PFC dönüştürücü Şekil 12'deki gibi tanıtılmıştır. Bu dönüştürücü, basit bir yapıya sahip doğal PFC'yi elde etmek DCM çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Ölü bölgelerin olduğu klasik buck PFC'lerin

aksine, önerilen dönüştürücüde yardımcı anahtar kullanılarak ölü bölgelerdeki problem ortadan kaldırılmıştır. Ayrıca yumuşak anahtarlama tekniği sayesinde anahtarlama kayıpları ortadan kaldırılmıştır. Önerilen topoloji, 120W'lık prototip üzerindeki deneysel sonuçlar, THD'nin nominal yükte %5.3 ve verimliliğin %93.1 olduğunu göstermiştir.

Yukarıda iki farklı kategoride bahsedilen yayınlar incelendiğinde büyük bir kısmının IEC61000-3-2 akım harmoniklerini azaltma konusunda başarılı olduklarını ve hatta bazı yayınların ek topolojiler sayesinde ölü bölgelerdeki akım dalga formunda düzelme sağladıkları görülmektedir. Literatürdeki yayınların yalnızca kontrol yöntemi veya yalnızca topolojik değişiklik yönünden farklı kategorilerde incelenmesi güç elektroniği endüstrisinde sık kullanılan bir topolojinin tüm yönleri ile incelenmesine imkân vermemektedir. Bu gibi boşluklar ve eksiklikler dikkate alındığında geleneksel buck PFC topolojisinin uygulanan kontrol yöntemi, topoloji ve verimlilik açısından tümleşik olarak yeniden değerlendirilmesi bu projenin önemli amaçlarından biridir.

3. GEREÇ VE YÖNTEM

Yukarıda bahsi geçen literatür özetinde buck PFC'nin ölü bölgelerinin etkisini azaltan kontrol yöntemleri ve bu bölgelerde çalışabilen ek topolojiler sırasıyla aktarılmıştır. Bu proje konusunda da klasik buck PFC dönüştürücünün ölü bölgelerinde çalışabilen ek topoloji yöntemi önerilmiş ve bu projenin tasarımı, sahip olacağı parametreler, performans beklentileri, kullanıcı gereksinimleri ve ilgili standartlara uyum gereksinimleri bu bölümde sunulacaktır. Tablo 1'de önerilen buck PFC devresinin tasarım ve elektriksel parametreleri sunulmuştur.

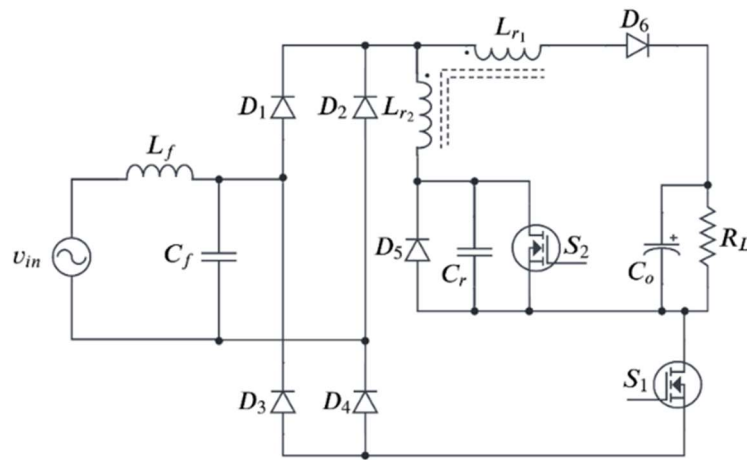
Tablo 1. Tasarım kriterleri ve elektriksel parametreler

Parametre	Sembol	Değeri
Giriş Gerilimi	V_{in}	90-280 [V _{RMS}]
Çıkış Gerilimi	V_o	80 [V _{DC}]
Giriş Gücü	P_g	150 [W]
Çıkış Gücü	$P_ç$	≥ 144 [W]
Giriş Gerilim Frekansı	f_s	50 [Hz]
Yük	R	42 [Ω]
Güç Faktörü	PF	\geq %97 (Tüm giriş gerilim ve yük koşulları altında)
Giriş Akım Harmoniği	THD	\leq %5 (Tüm giriş gerilim ve yük koşulları altında)
Verimlilik	η	Tam yükte $>$ %92; Yarım yükte $>$ %96

3.1. Önerilen Buck PFC Topolojisi

Bölüm 2’de verilen literatür özeti bölümündeki çalışmaların tamamının geleneksel buck PFC dönüştürücünün çıkış geriliminin giriş geriliminden büyük olduğu bölgelerde meydana gelen ölü bölgelerin etkisini azaltmaya ya da yok etmeye yönelik olduğu anlaşılmaktadır. Üstelik bu ölü bölgelerin sahip olduğu alan Şekil 2’de görüleceği üzere çıkış geriliminin sabit olduğu varsayımıyla giriş gerilimi azaldıkça artmaktadır. Bu da artan ölü bölgelerde düşük PF, yüksek THD ve düşük verimlilik anlamına gelmektedir. Literatür özetinde bazı çalışmalarda verimlilik ön plana çıkarken bazı çalışmalarda ise PF ve THD değerleri ön plana çıkmıştır. Yapılan araştırmalarda verimlilik skalasının %92 ile %97 arasında değiştiği gözlemlenmiştir. Ayrıca PF’nin %95 ile %99 arasında ve giriş akımı THD değerinin ise %3 ile %18 aralığında değiştiği gözlemlenmiştir. Görüleceği üzere bazı çalışmalarda verimlilik yüksek iken bazılarında ise PF ve THD değerleri yüksek elde edilmiştir.

Bu projede önerilen devre öncelikle proje başvuru formundaki delta empedans yapısında tasarlanmıştır. Ancak simülasyonda, delta empedans yapısına sahip indüktöre paralel bağlı kondansatörün giriş gerilimini doğrultması nedeniyle giriş akımının kontrolünde yaşanan zorluklar devrenin tasarımında değişikliğe gidilmesini gerektirmiştir. Proje başvuru formunda **“Bu benzetim sonucunda tasarlanan devre şemasının gereksinimlere uygun performans gösterene kadar şema üzerinde, devre elemanları özelliklerinde ve çeşitli parametrelerde değişiklikler yapılarak benzetim çalışması tekrar edecektir. Bu çalışma sonucunda uygun devre şeması ve devre elemanı seçimleri tamamlanacaktır.”** İfadesinden yola çıkarak mevcut devrede bazı değişiklikler yapılmıştır. Yukarıda bahsedilen kutuplu kondansatör kutupsuz kondansatör olarak değiştirilmiştir. Ayrıca delta empedans yapısına sahip kuplajlı indüktörün bir sargısı iptal edilmiş ve devreye son hali verilmiştir.



Şekil 13. Kuplajlı indüktör tabanlı buck PFC topolojisi

Bu çalışmada yukarıda bahsedilen tüm parametreleri ele alan, geniş giriş gerilimi aralığına sahip hem verimliliği hem de PF ve THD değerlerini istenen seviyeye getirebilen, yumuşak anahtarlama ve kuplajlı indüktör tabanlı bir buck PFC devresi önerilmiştir. Önerilen devreye ait görsel Şekil 13'te verilmiştir.

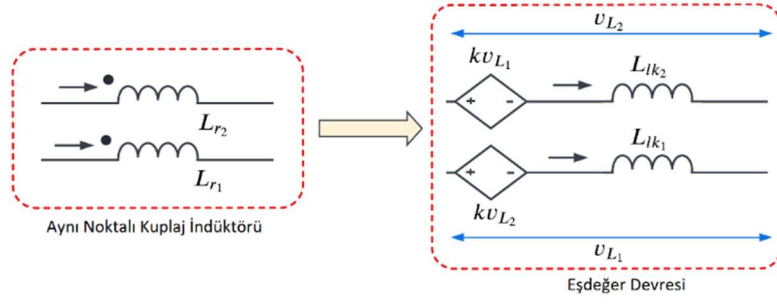
AC giriş gerilimine sahip devrenin güç katında ya da şebeke tarafında meydana gelebilecek harmonikleri süzmesi amacıyla giriş bobin ve kondansatörden oluşan LC filtre konulmuştur. Devrede bulunan D_1 , D_2 , D_3 ve D_4 diyotları köprü diyotu temsil etmektedir ve şebeke gerilimini DC gerilime dönüştürmek amacıyla kullanılmaktadır. Devrenin geri kalan kısmı ise giriş geriliminin çıkış geriliminden küçük ya da büyük olma durumuna göre ölü ve ölü olmayan bölgelerde çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Devrenin çalışma prensibi ve çalışma modları ayrıca ele alınacaktır. Kısaca önerilen devre bir LC filtre, bir köprü diyot, iki anahtarlama elemanı, bir rezonans kondansatörü, bir çıkış kondansatörü, iki diyot (paralel ters diyotlu bir anahtarlama elemanı kullanıldığı taktirde bir diyot kullanılır) ve bir kuplajlı indüktörden meydana gelmektedir.

Kuplajlı indüktör tabanlı buck PFC topolojisinde normal çalışma koşullarında (giriş geriliminin çıkış geriliminden büyük olduğu durum) S_1 anahtarı kontrol edilerek devre buck dönüştürücü olarak çalıştırılmaktadır. Klasik buck PFC topolojisinin çalışmadığı ölü bölgelerde ise S_2 anahtarı devreye girerek kuplajlı indüktörü enerjilendirir ve şebeke tarafından akım akması sağlanır. S_2 anahtarı devrede bulunan kuplaj indüktörü ve kondansatörün rezonans oluşturmasını sağlar. Devredeki kuplaj indüktörü ve kondansatörün rezonansa girmesi ile DCM olarak kontrol edilen topolojiden doğal PFC elde edilebilmektedir. Bu çalışmada devrenin çalışma prensibi giriş geriliminin çıkış geriliminden düşük olduğu bölgeler ($V_{in} < V_o$) ve yüksek olduğu bölgeler ($V_{in} > V_o$) olarak ele alınacaktır.

Devrenin çalışma prensibi detaylı olarak ele alınmadan önce kuplajlı indüktörün bağlantı yapısı ve matematiksel modeli açıklanacaktır. Kuplajlı indüktörleri aynı noktalı ve zıt noktalı olarak iki farklı yapıdan oluşabilmektedir. Bu iki yapı sırasıyla incelenecektir.

3.2. Aynı Noktalı Kuplajlı İndüktör

Aynı noktalı kuplajlı indüktörün eşdeğer devresi Şekil 14'te görülmektedir. Şekilde gösterildiği gibi bir akım noktalı terminalin bir ucundan ve diğer akım diğer noktalı terminalin ucundan girdiği taktirde, karşılıklı endüktansın işareti, öz endüktansın işareti ile aynı yönde olacaktır. Böylece, aynı noktalı kuplajlı indüktör için voltaj ve akım ilişkisi aşağıdaki gibi hesaplanabilir:



Şekil 14. Aynı noktalı kuplajlı indüktörün eşdeğer devresi

$$v_{L_1} = L_{r_1} \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \quad (3.1)$$

$$v_{L_2} = L_{r_2} \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} \quad (3.2)$$

Burada M kuplajlı indüktörde iki indüktör arasındaki karşılıklı endüktanstır. L_{r_1} ve L_{r_2} ise sargıların kendi öz endüktanslarıdır. Ayrıca, kaçak endüktansların gerilimleri aşağıda şekilde hesaplanır:

$$v_{lk_1} = L_{lk_1} \frac{di_1}{dt} = v_{L_1} - kv_{L_2} \quad (3.3)$$

$$v_{lk_2} = L_{lk_2} \frac{di_2}{dt} = v_{L_2} - kv_{L_1} \quad (3.4)$$

Burada k , kuplaj faktörünü ifade eder ve aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_{r_1} L_{r_2}}} \quad (3.5)$$

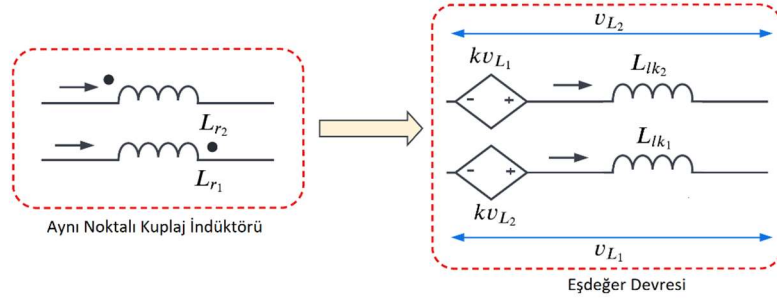
L_{r_1} ve L_{r_2} kaçak endüktans değerleri aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$L_{lk_1} = (1 - k^2)L_{r_1} \quad (3.6)$$

$$L_{lk_2} = (1 - k^2)L_{r_2} \quad (3.7)$$

3.3. Zıt Noktalı Kuplajlı İndüktör

Zıt noktalı kuplajlı indüktörün eşdeğer devresi Şekil 15'te gösterilmiştir. Şekilden görüleceği üzere bir akım noktalı terminalin bir ucundan ve diğeri zıt uçtan girdiği takdirde, karşılıklı endüktansın işareti, öz endüktansın işareti ile zıt yönde olacaktır. Böylece, zıt noktalı kuplajlı indüktör için voltaj ve akım ilişkisi aşağıdaki gibi hesaplanabilir:



Şekil 15. Zıt noktalı kuplajlı indüktörün eşdeğer devresi

$$v_{L_1} = L_{r_1} \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} \quad (3.8)$$

$$v_{L_2} = L_{r_2} \frac{di_2}{dt} - M \frac{di_1}{dt} \quad (3.9)$$

Burada M kuplajlı indüktörde iki indüktör arasındaki karşılıklı indüktanstır. L_{r_1} ve L_{r_2} ise sargıların kendi öz endüktanslarıdır. Ayrıca, kaçak endüktansların gerilimleri aşağıda şekilde hesaplanır:

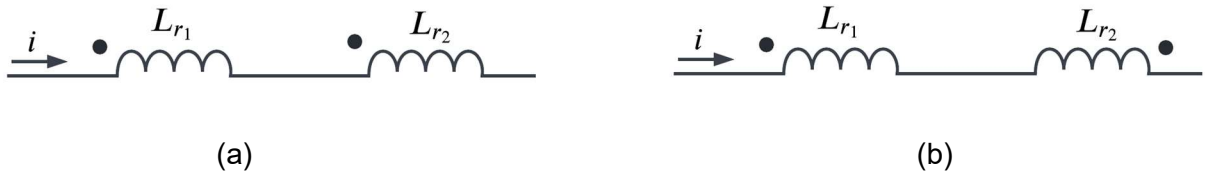
$$v_{lk_1} = L_{lk_1} \frac{di_1}{dt} = v_{L_1} + kv_{L_2} \quad (3.10)$$

$$v_{lk_2} = L_{lk_2} \frac{di_2}{dt} = v_{L_2} + kv_{L_1} \quad (3.11)$$

Burada k , kuplaj faktörünü ifade eder ve (3.5)'teki gibi hesaplanır. L_{r_1} ve L_{r_2} kaçak endüktans değerleri ise sırasıyla (3.6) ve (3.7)'de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

3.4. Aynı Noktalı ve Zıt Noktalı Kuplajlı İndüktörün Seri Bağlantı Durumları

Yukarıda bahsedilen aynı noktalı ve zıt noktalı kuplajlı indüktörün seri bağlantı yapılış durumu Şekil 16 (a) ve (b)'de sırası ile gösterilmektedir.



Şekil 16. Seri bağlantı şekilleri: (a) aynı noktalı kuplajlı indüktör (b) zıt noktalı kuplajlı indüktör

Aynı noktalı ve zıt noktalı kuplajlı indüktörün seri bağlantı yapılış durumu karşılıklı indüktansın durumuna göre eşdeğer indüktör değerleri aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$L_{eş} = L_{r_1} + L_{r_1} + 2M \quad (3.12)$$

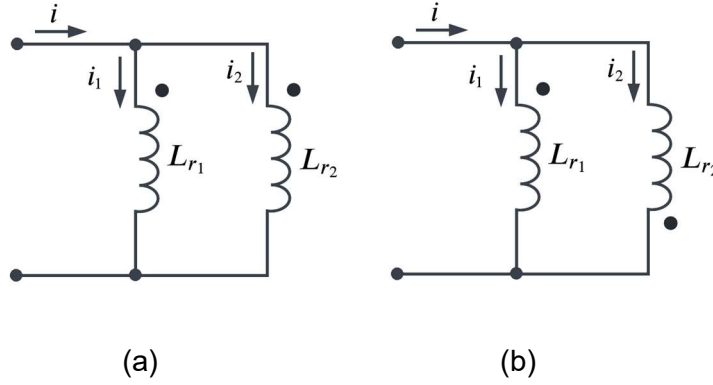
$$L_{eş} = L_{r_1} + L_{r_1} - 2M \quad (3.13)$$

3.5. Aynı Noktalı ve Zıt Noktalı Kuplajlı İndüktörün Paralel Bağlantı Durumları

Aynı noktalı ve zıt noktalı kuplajlı indüktörün paralel bağlantı yapılması durumu Şekil 17 (a) ve (b)'de sırası ile gösterilmektedir.

Aynı noktalı kuplajlı indüktör için durum uzay modeli aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_{in} \\ V_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{r_1} & M \\ M & L_{r_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$



Şekil 17. Paralel bağlantı şekilleri: (a) aynı noktalı kuplajlı indüktör (b) zıt noktalı kuplajlı indüktör

Şekil 3.5 (a)'da görüleceği üzere Kirchoff gerilim yasasına göre aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$i = i_1 + i_2 \quad (3.15)$$

$$\frac{di_{in}}{dt} = \frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \quad (3.16)$$

Sonuç olarak (3.14)'te verilen denklem çözüldüğünde aynı noktalı kuplaj indüktörü için eşdeğer indüktans aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$L_{eş} = \frac{L_{r_1}L_{r_2} - M^2}{L_{r_1} + L_{r_1} - 2M} \quad (3.17)$$

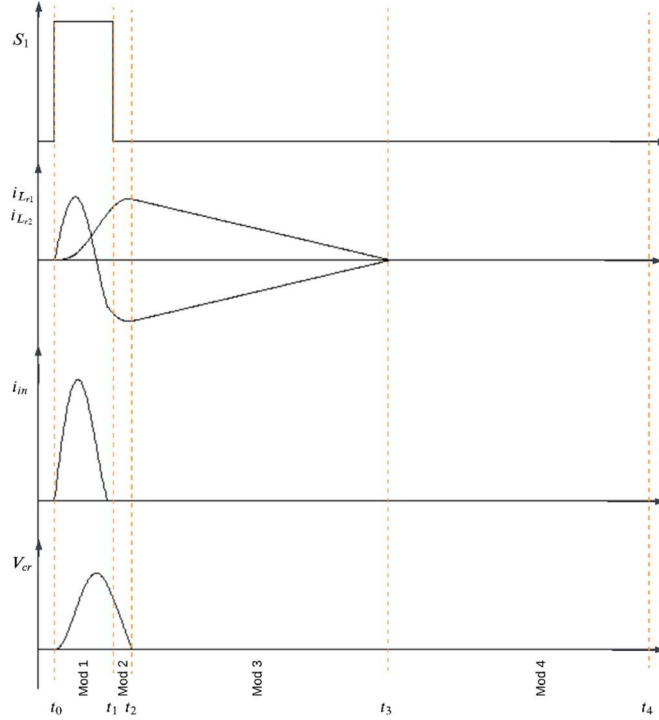
Zıt noktalı kuplaj indüktörü için eşdeğer indüktans için ise (3.18)'deki eşitlik geçerlidir.

$$L_{eş} = \frac{L_{r1}L_{r2} - M^2}{L_{r1} + L_{r1} + 2M} \quad (3.18)$$

Kuplajlı indüktörün detaylı matematiksel modeli elde edildiği için önerilen topolojinin giriş geriliminin çıkış gerilimine göre büyük ya da küçük olma durumuna bağlı olarak devrenin çalışma modları incelenebilir.

3.6. Giriş Geriliminin Çıkış Geriliminden Büyük Olma Durumu ($V_{in} > V_o$)

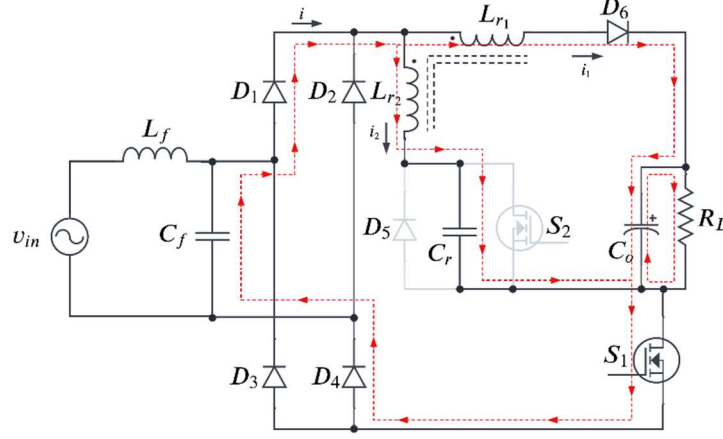
Giriş geriliminin çıkış geriliminden büyük olduğu durumda devre geleneksel buck PFC dönüştürücü gibi çalışmaktadır. Bu koşullarda devrenin dört çalışma modu bulunmaktadır ve bu çalışma modlarına ait dalga biçimleri Şekil 18’de görülmektedir. Şimdi bu çalışma modları aşağıda sırasıyla incelenecektir.



Şekil 18. Giriş geriliminin çıkış geriliminden büyük olması durumunda devrenin çalışma modları

Mod 1 ($t_0 \leq t \leq t_1$): Bu çalışma modunda başlangıçta rezonans kondansatörünün ve kuplajlı indüktörün üzerinde enerji olmadığı varsayımıyla S_1 anahtarı ilettime sokulmaktadır. Dolayısıyla S_1 anahtarı sıfır akımda anahtarlama (ing. Zero current switching – ZCS) koşulu altında ilettime sokulmuş olur. Şekil 19’da verilen bu çalışma modunda akım i_1 ve i_2 olmak üzere iki farklı kola ayrılır. Köprü diyot ile doğrultulmuş gerilim L_{r2} ve C_r üzerinden geçerek bu iki devre elemanının rezonansa girmesine neden olur ve bu koldan i_2 rezonans akımı akar. Ayrıca i_1 akımı da diğer

kol olan L_{r1} , D_6 ve C_o yönünde akar. Bu durumda L_{r1} ve L_{r2} üzerinden akan i_1 ve i_2 akımları aşağıdaki gibi tanımlanabilir.



Şekil 19. Çalışma modu 1

$$k_{11} = \frac{di_1}{dt} = \frac{M(V_{in}-V_{Cr})+L_{r1}(V_{in}-V_0)}{L_{r1}L_{r2}-M^2} \quad (3.14)$$

$$k_{12} = \frac{di_2}{dt} = \frac{L_{r2}(V_{in}-V_{Cr})+M(V_{in}-V_0)}{L_{r1}L_{r2}-M^2} \quad (3.15)$$

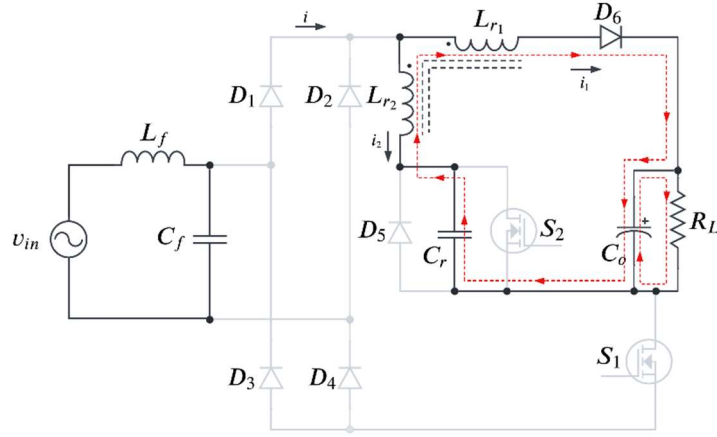
Şebekeden çekilen i akımı i_1 ve i_2 akımlarının toplamı olacağından dolayı şebekeden çekilen akımın türevi aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\frac{di}{dt} = \frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \quad (3.16)$$

$$k_{13} = \frac{di}{dt} = \frac{(L_{r1}+M)(V_{in}-V_0)+(L_{r2}+M)(V_{in}-V_{Cr})}{L_{r1}L_{r2}-M^2} \quad (3.17)$$

Bu mod i_1 ve i_2 akımları birbirine eşit olana kadar devam eder.

Mod 2 ($t_1 \leq t \leq t_2$): Mod 2 bir önceki çalışma modunda L_{r1} ve L_{r2} akımlarının birbirine eşit ve işaretlerinin ters olmasından dolayı S_1 anahtarının ZCS koşulu altında kapatılması ile başlar. Bu durumda şebekeden akım akışı olmayacağı için giriş akımı sifıra eşittir ve rezonans kondansatörü enerjisini L_{r1} ve L_{r2} 'ye aktarır. Bu mod rezonans kondansatörü (C_r) gerilimi sıfır olana kadar devam eder. Devreye ait akım yolu Şekil 20'de gösterilmektedir. Şekilden görüleceği üzere akım yolundaki L_{r1} ve L_{r2} zıt noktalı kuplajlı indüktörün seri bağlantısı olarak çalışmaktadır ve C_r kondansatörün gerilimi sıfır olana kadar rezonans meydana gelmektedir. i_1 ve i_2 kol akımları aşağıdaki gibi tanımlanabilir.



Şekil 20. Çalışma modu 2

$$k_{21} = \frac{di_1}{dt} = \frac{V_0 - V_{Cr}}{L_{r1} + L_{r2} + 2M} \quad (3.18)$$

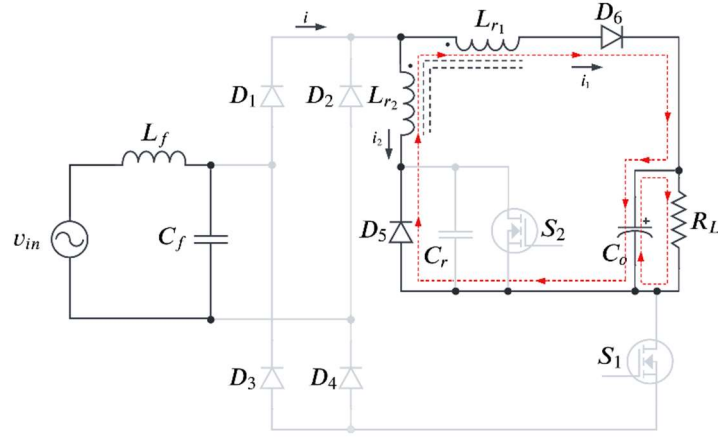
$$k_{22} = \frac{di_2}{dt} = \frac{V_{Cr} - V_0}{L_{r1} + L_{r2} + 2M} \quad (3.19)$$

$$i_{in} = 0 \quad (3.20)$$

Mod 3 ($t_2 \leq t \leq t_3$): Bu modun başında kondansatör gerilimi sıfır olduğu için sıfır gerilimde anahtarlama (ing. Zero voltage switching - ZVS) ile D_5 diyotu ilettime girer. Kondansatör gerilimi sıfır olduğu için devrede rezonans yoktur ve akım yolundaki L_{r1} ve L_{r2} zıt noktalı kuplajlı indüktörün seri bağlantısı olarak çalışır. Bu çalışma modu L_{r1} ve L_{r2} 'nin akımı bitene kadar devam eder. Mod 3'e ait akım yolu Şekil 21'de verilmiştir. i_1 ve i_2 akımları için $i_1 = -i_2$ eşitliği geçerlidir. Bu durumda i_1 ve i_2 akımları aşağıdaki gibi hesaplanır:

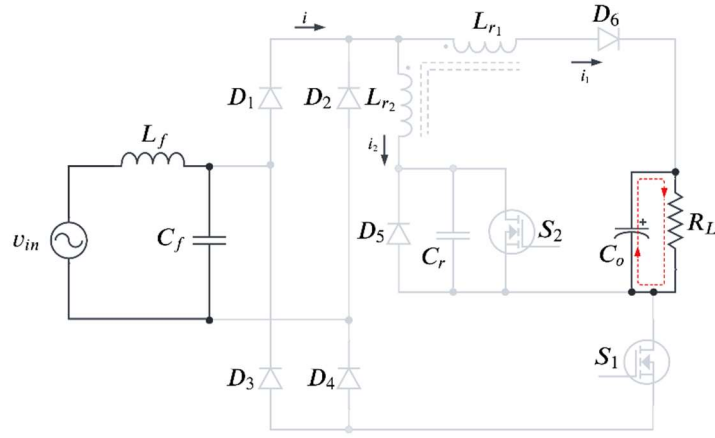
$$k_{31} = \frac{di_1}{dt} = \frac{V_0}{L_{r1} + L_{r2} + 2M} \quad (3.21)$$

$$k_{32} = \frac{di_2}{dt} = \frac{-V_0}{L_{r1} + L_{r2} + 2M} \quad (3.22)$$



Şekil 21. Çalışma modu 3

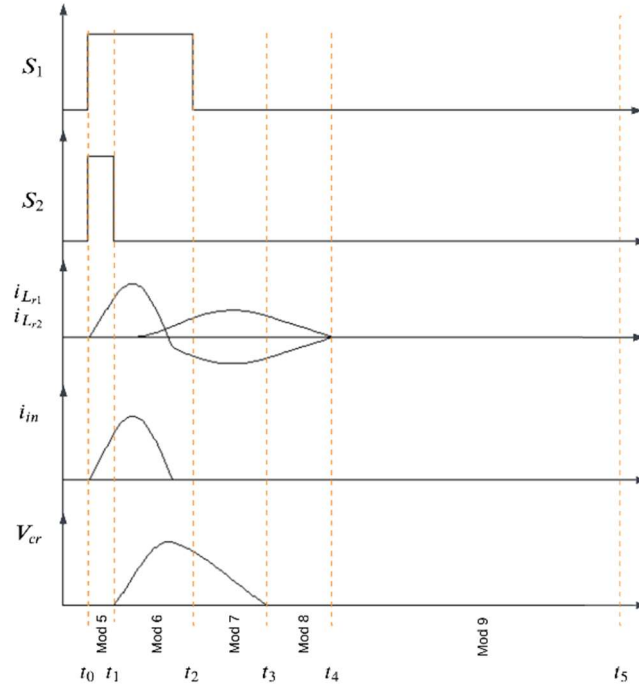
Mod 4 ($t_3 \leq t \leq t_4$): Bu modun başında kuplajlı indüktör akımı sıfır olacağı için D_5 diyotu ZCS koşulu altında iletimden çıkar. Mod 4'te devredeki hem rezonans kondansatörü hem de kuplajlı indüktörü enerjisini yüke aktardığı için boştur. Dolayısıyla i , i_1 ve i_2 akımları sıfıra eşittir ve bu durumda yükü yalnızca çıkış kondansatörü besler. Bu mod, S_1 anahtarı tekrar açılıncaya kadar devam eder. Devreye ait akım yolu Şekil 22'de gösterilmektedir.



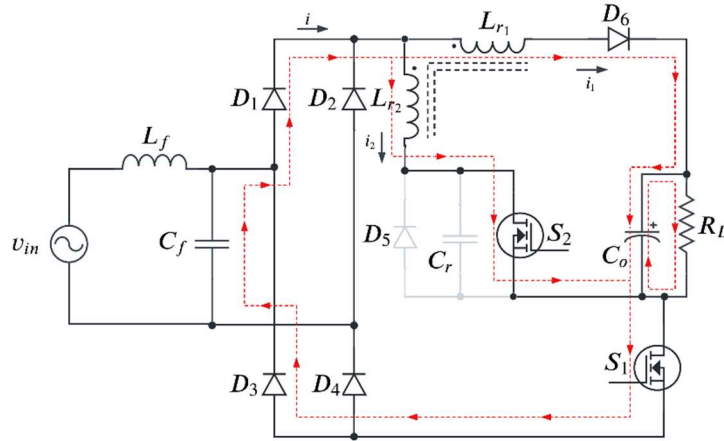
Şekil 22. Çalışma modu 4

3.7. Giriş Geriliminin Çıkış Geriliminden Küçük Olma Durumu ($V_{in} < V_o$)

Giriş voltajı çıkış voltajından küçük olduğunda, S_1 ve S_2 anahtarı belirli bir süre birlikte çalışır. Daha sonra S_1 kapatılır ve S_2 iletimde kalmaya devam eder. Burada S_1 anahtarının görevi, iletime girdiğinde L_{r2} indüktörünü enerjilendirmek ve bu sayede şebekeden akım çekebilmeğdir.



Şekil 23. Giriş geriliminin çıkış geriliminden küçük olması durumunda devrenin çalışma modları
Giriş geriliminin çıkış geriliminden küçük olma durumunda ilk çalışma modu (mod 5) Şekil 24'te gösterilmektedir.



Şekil 24. Çalışma modu 5

Mod 5 ($t_0 \leq t \leq t_1$): Bu modun başlangıcında S_1 ve S_2 anahtarı birlikte iletime sokulur ve belirli bir süre bu şekilde çalışır. i_1 ve i_2 rezonans akımları sırasıyla L_{r1} ve L_{r2} üzerinden akar. Bu sayede hem L_{r2} , anahtarlar iletimde olduğu için şebeke ile kısa devre durumunda i_2 akımı ile şarj edilmiş olur hem de i_1 akımı yük üzerinden akar. Bu modun sonunda S_2 anahtarı iletimden çıkarılır. Bu durumda i_1 ve i_2 akımları aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$k_{51} = \frac{di_1}{dt} = \frac{L_{r1}(V_{in}-V_0)+MV_{in}}{L_{r1}L_{r2}-M^2} \quad (3.23)$$

$$k_{52} = \frac{di_2}{dt} = \frac{L_{r2}V_{in}+M(V_{in}-V_0)}{L_{r1}L_{r2}-M^2} \quad (3.24)$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \quad (3.25)$$

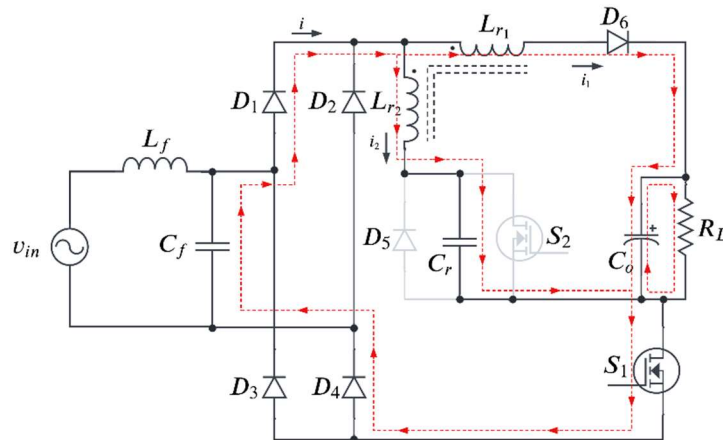
$$k_{53} = \frac{di}{dt} = \frac{(L_{r1}+M)(V_{in}-V_0)+V_{in}(L_{r2}+M)}{L_{r1}L_{r2}-M^2} \quad (3.26)$$

Mod 6 ($t_1 \leq t \leq t_2$): Bu mod, bir önceki çalışma modunda kondansatör geriliminin sıfır olmasından dolayı S_2 anahtarı ZVS koşulu altında iletimden çıkarılır ancak S_1 anahtarı iletimde kalmaya devam eder. Şekil 25'te verilen bu çalışma modunda şebeke akımı i_1 ve i_2 olmak üzere iki kola ayrılır. Köprü diyot ile doğrultulmuş gerilim bir önceki modda şarj olmuş L_{r2} ve rezonans kondansatörünün üzerinden geçerek bu iki devre elemanının rezonansa girmesine neden olur ve bu koldan i_2 rezonans akımı akar. Ayrıca i_1 akımı da diğer kol olan L_{r1} , D_6 ve C_o yönünde akar. Bu durumda L_{r1} ve L_{r2} üzerinden akan i_1 ve i_2 akımları aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$k_{61} = \frac{di_1}{dt} = \frac{M(V_{in}-V_{cr})+L_{r1}(V_{in}-V_0)}{L_{r1}L_{r2}-M^2} \quad (3.27)$$

$$k_{62} = \frac{di_2}{dt} = \frac{L_{r2}(V_{in}-V_{cr})+M(V_{in}-V_0)}{L_{r1}L_{r2}-M^2} \quad (3.28)$$

Şebekeden çekilen i akımı i_1 ve i_2 akımlarının toplamı olacağından dolayı şebekeden çekilen akımın türevi aşağıdaki gibi tanımlanır:



Şekil 25. Çalışma modu 6

$$\frac{di}{dt} = \frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \quad (3.29)$$

$$k_{63} = \frac{di}{dt} = \frac{(L_{r1}+M)(V_{in}-V_0)+(L_{r2}+M)(v_{in}-V_{Cr})}{L_{r1}L_{r2}-M^2} \quad (3.30)$$

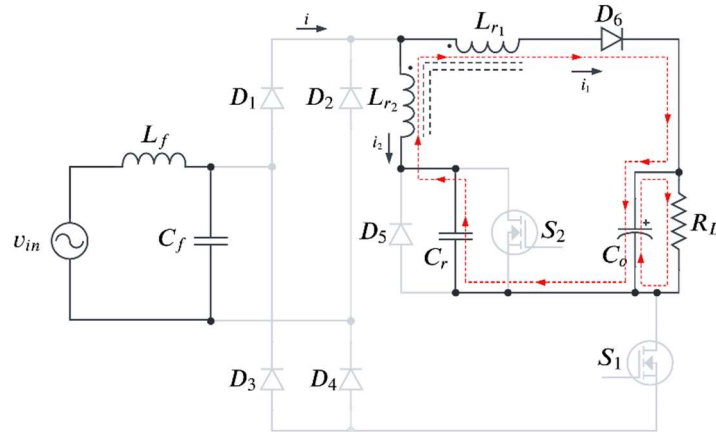
Bu mod i_1 ve i_2 akımları birbirine eşit olana kadar devam eder.

Mod 7 ($t_2 \leq t \leq t_3$): Mod 7 bir önceki çalışma modunda L_{r1} ve L_{r2} akımlarının birbirine eşit ve işaretlerinin ters olmasından dolayı S_1 anahtarının ZCS koşulu altında kapatılması ile başlar. Bu durumda şebekeden akım akışı olmayacağı için giriş akımı sıfıra eşittir ve rezonans kondansatörü enerjisini L_{r1} ve L_{r2} 'ye aktarır. Bu mod rezonans kondansatörünün gerilimi sıfır oluncaya kadar devam eder. Devreye ait akım yolu Şekil 26'da gösterilmektedir. Şekilden görüleceği üzere akım yolundaki L_{r1} ve L_{r2} zıt noktalı kuplajlı indüktörün seri bağlantısı olarak çalışmaktadır ve C_r kondansatörün gerilimi sıfır olana kadar rezonans meydana gelmektedir. i_1 ve i_2 kol akımları aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$k_{21} = \frac{di_1}{dt} = \frac{V_0 - V_{Cr}}{L_{r1} + L_{r2} + 2M} \quad (3.31)$$

$$k_{22} = \frac{di_2}{dt} = \frac{V_{Cr} - V_0}{L_{r1} + L_{r2} + 2M} \quad (3.32)$$

$$i_{in} = 0 \quad (3.33)$$



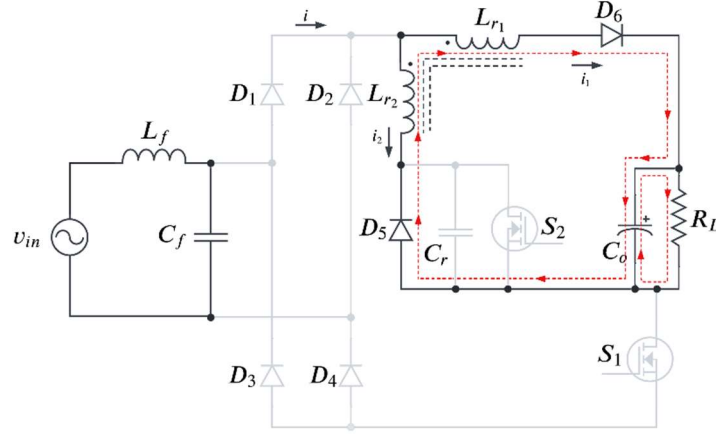
Şekil 26. Çalışma modu 7

Mod 8 ($t_3 \leq t \leq t_4$): Bu modun başında kondansatör gerilimi sıfır olduğu için ZVS ile D_5 diyotu ilettime girer. Kondansatör gerilimi sıfır olduğu için devrede rezonans yoktur ve akım yolundaki L_{r1} ve L_{r2} zıt noktalı kuplajlı indüktörün seri bağlantısı olarak çalışır. Bu çalışma modu L_{r1} ve

L_{r2} 'nin akımı bitene kadar devam eder. Devreye ait akım yolu Şekil 27'de verilmiştir. i_1 ve i_2 akımları için $i_1 = -i_2$ eşitliği geçerlidir. Bu durumda i_1 ve i_2 akımları aşağıdaki gibi hesaplanır:

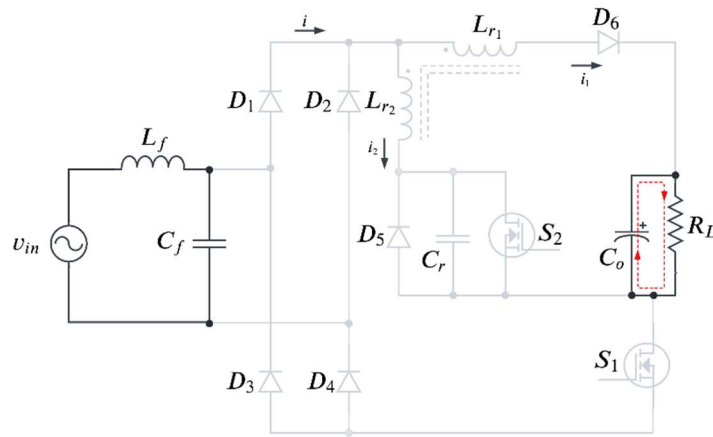
$$k_{31} = \frac{di_1}{dt} = \frac{V_0}{L_{r1} + L_{r2} + 2M} \quad (3.34)$$

$$k_{32} = \frac{di_2}{dt} = \frac{-V_0}{L_{r1} + L_{r2} + 2M} \quad (3.35)$$



Şekil 27. Çalışma modu 8

Mod 9 ($t_4 \leq t \leq t_5$): Bu modun başında kuplajlı indüktör akımı sıfır olacağı için D_5 diyotu ZCS koşulu altında iletimden çıkar. Devredeki hem rezonans kondansatörü hem de kuplajlı indüktörü enerjisini yüke aktardığı için boştur. Dolayısıyla i , i_1 ve i_2 akımları sıfıra eşittir ve bu durumda yükü yalnızca çıkış kondansatörü besler. Bu mod, S_1 anahtarı tekrar açılıncaya kadar devam eder. Devreye ait akım yolu Şekil 28'de gösterilmektedir.



Şekil 28. Çalışma modu 9

3.8. Simülasyon Çalışmaları

Önerilen buck PFC topolojisinin teorik analizini doğrulamak için, ilk olarak PSIM ortamında simülasyonu yapılmıştır. Tablo 2’de simülasyonda kullanılan parametreler verilmektedir.

Tablo 2. Simülasyonda kullanılan parametreler

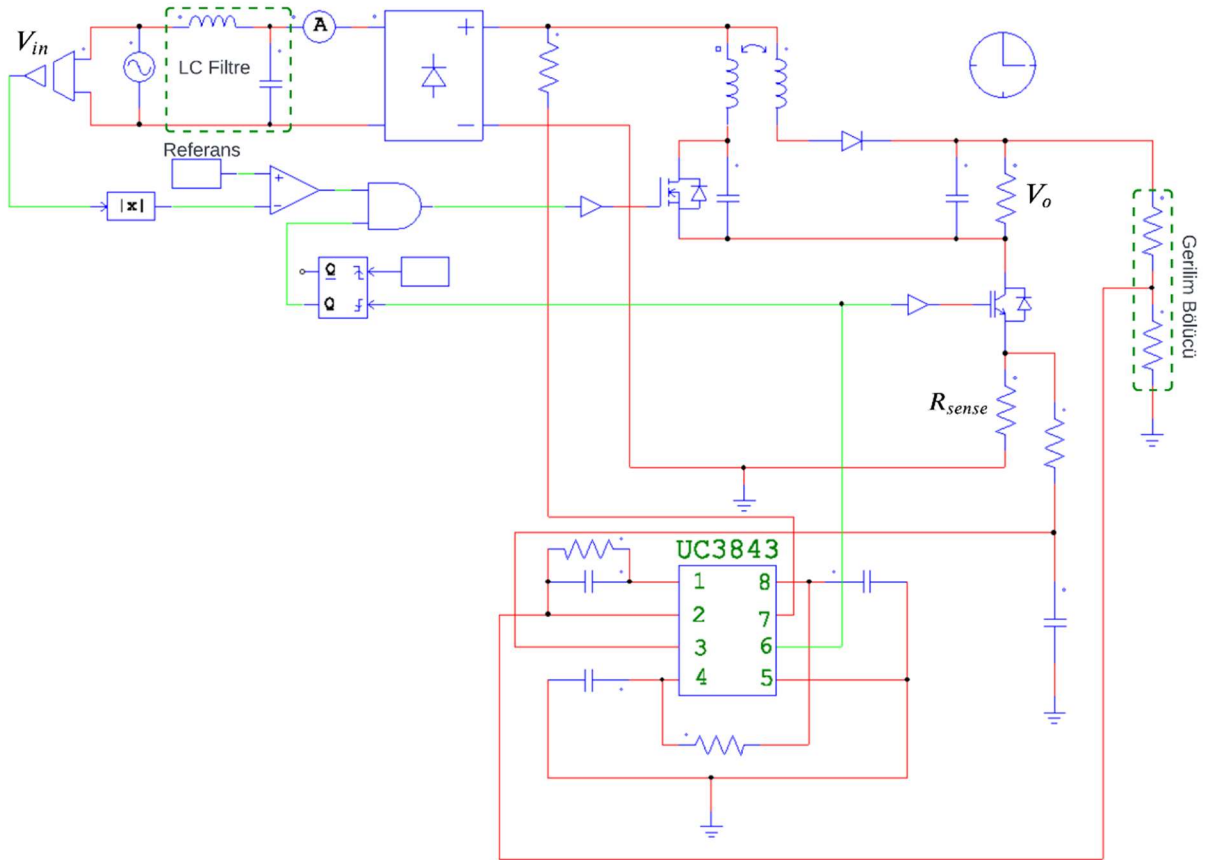
Parametre	Sembolü	Değeri
Giriş gücü	P_{ζ}	150W
Giriş gerilimi	V_{in}	90-280V _{AC}
Çıkış gerilimi	V_o	80V _{DC}
Anahtarlama frekansı	f_s	20kHz
Giriş LC filtre indüktansı	L_f	6mH
Giriş LC filtre kondansatörü	C_f	100nF
Çıkış kondansatörü	C_o	1000 μ F
Rezonans kondansatörü	C_r	35nF
Kuplajlı indüktör	L_{r1}, L_{r2}, M	100uH, 20uH, 15uH
Kuplaj faktörü	k	0.33

Önerilen buck PFC dönüştürücünün PSIM ortamındaki simülasyon görüntüsü Şekil 29’da verilmiştir. Daha önceki bölümlerde bahsedildiği üzere şebeke tarafında ya da dönüştürücü tarafında oluşabilecek harmonikleri süzmek amacıyla girişe LC filtre koyulmuştur. DC gerilim filtrelenmiş giriş geriliminin köprü diyot ile doğrultulması sonucu elde edilir. Ardından devrede bulunan anahtarlama elemanları yukarıda detaylıca bahsedilen çalışma modlarına göre sürülmektedir. Anahtarlama elemanlarının sürülmesi için (Sahlabadi vd., 2022)’deki yöntem kullanılmıştır.

Yüksek frekanslı anahtarlama güç dönüştürücülerinde anahtarlama frekansı genellikle 20kHz ile 1MHz arasında seçilebilmektedir. 20kHz alt sınırı, insanlar tarafından duyulabilen en yüksek frekans olarak bilinir. 20kHz veya üzerinde seçilen anahtarlama frekanslarında ise frekans arttıkça devrenin fiziksel boyutu küçülmesine karşın devredeki elemanların anahtarlama ve iletim kayıpları artmaktadır. Tasarlanan bu devrede verimliliğin yüksek olması

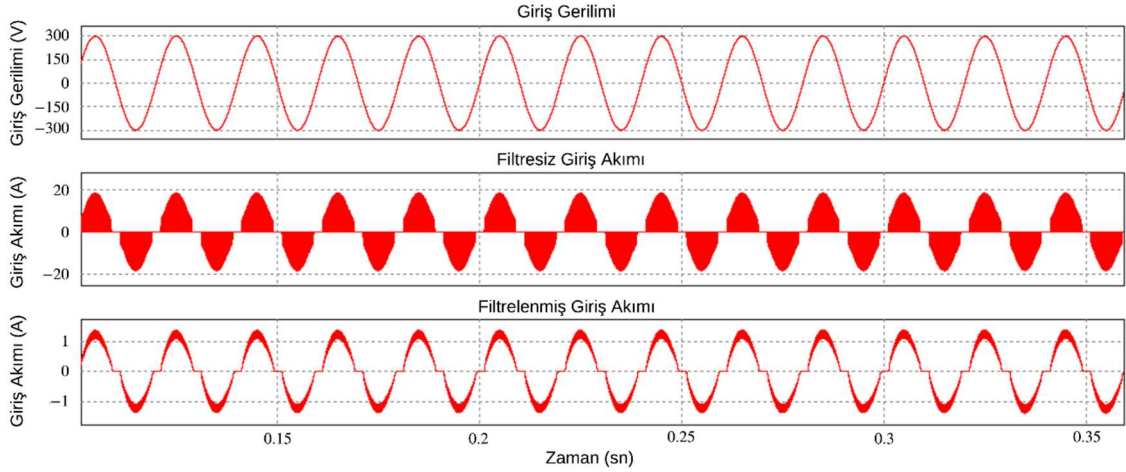
amaçlandığından, insan tarafından duyulabilen en yüksek ve kayıpların en az olduğu 20kHz frekans anahtarlama frekansı olarak seçilmiştir.

Devrenin kontrolü için yaygın kullanılan akım kontrollü PWM entegrelerinden olan UC3843 entegresi kullanılmış ve S_1 anahtarlama elemanı bu entegre ile kontrol edilmiştir. S_2 anahtarlama elemanının iletme sokulması ise S_1 anahtarlama elemanına bağlıdır. Ancak S_2 , S_1 anahtarlama elemanının her sürüldüğünde iletme girmemesi için devreye VE lojik kapısı eklenmiştir. Lojik VE kapısının önünde, girişleri giriş geriliminin mutlak değeri ve referans değer olan bir karşılaştırıcı opamp bulunmaktadır. Bu referans değer çıkışta istenen gerilim olarak seçilir ve giriş geriliminin mutlak değeri bu referans değerden büyük ise yalnızca S_1 anahtarlama elemanı; küçük ise S_1 ve S_2 anahtarlama elemanları devreye girer. S_1 ve S_2 anahtarlama elemanları birlikte iletme girdikten belli bir süre sonra S_2 anahtarlama elemanı devreden çıkar. Bu işlemi gerçekleştirmek için PSIM kütüphanesinde bulunan monostable multivibratör bloğu kullanılmıştır. Bu blok S_1 ve S_2 anahtarlama elemanlarını aynı anda iletme sokar ve belirlenen süre sonunda S_2 anahtarlama elemanını devreden çıkarır.

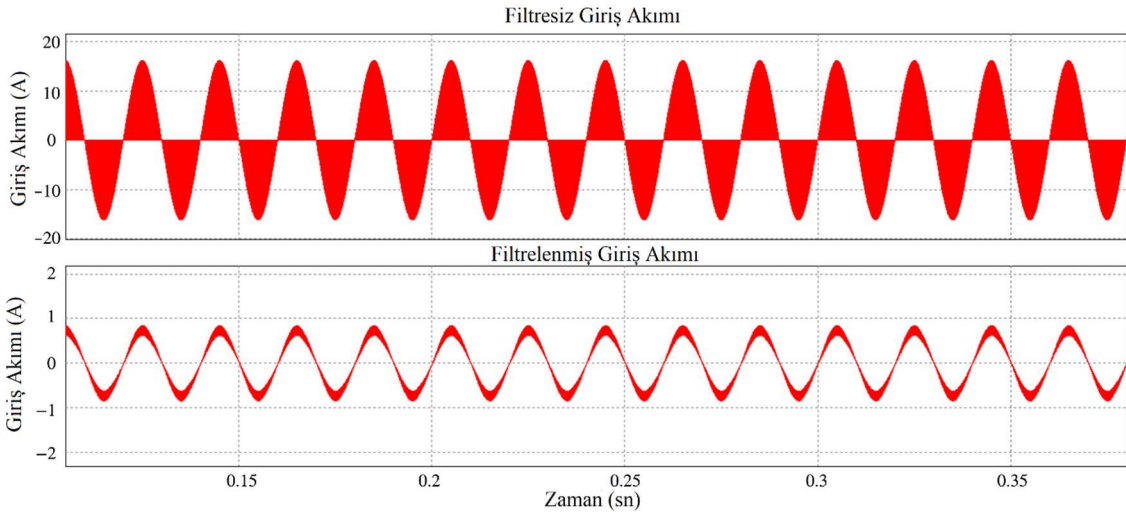


Şekil 29. PSIM ortamında simülasyonu yapılan devre

Şekil 30'da yalnızca buck modunda çalıştırılan devrenin giriş gerilimi (üstte), filtrelenmemiş (ortada) ve filtrelenmiş (altta) şebeke akımlarının dalga formları gösterilmektedir. Devre buck modunda çalıştırıldığında yalnızca S_1 anahtarı iletme girmektedir. Bu durumda giriş gerilimi çıkış geriliminden küçük olduğunda şekilden de görüleceği üzere hem filtrelenmemiş giriş akımında hem de filtrelenmiş giriş akımında ölü bölgeler bulunmaktadır. Bu ölü bölgeler güç kalitesini ve verimliliği etkilemektedir. Özellikle giriş gerilimi düşürüldüğünde bu bölgelerin alanı artacağı için klasik buck PFC devreleri düşük gerilim uygulamalarında verimsizdir.



Şekil 30. Giriş gerilimi (üstte), filtrelenmemiş (ortada) ve filtrelenmiş (altta) şebeke akımları

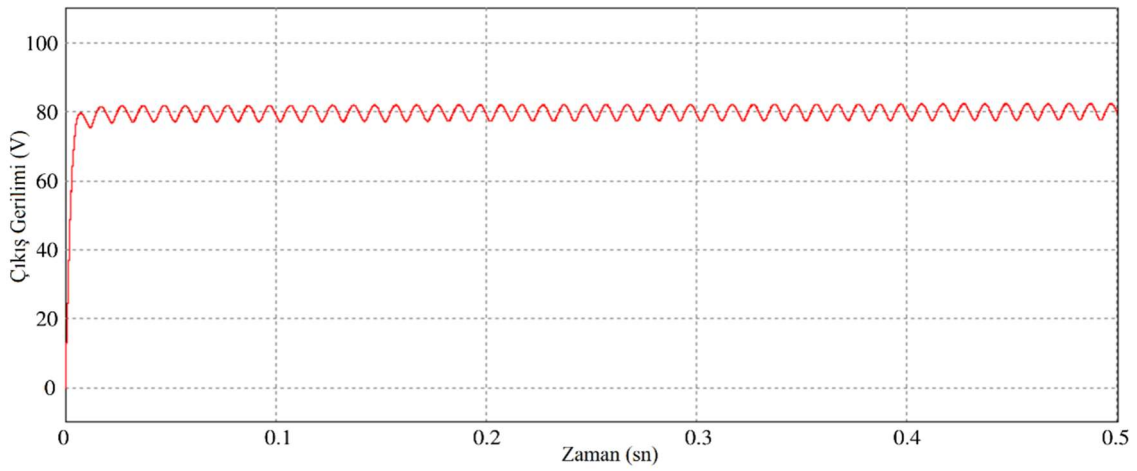


Şekil 31. Filtrelenmemiş (üstte) ve filtrelenmiş (altta) şebeke akımları

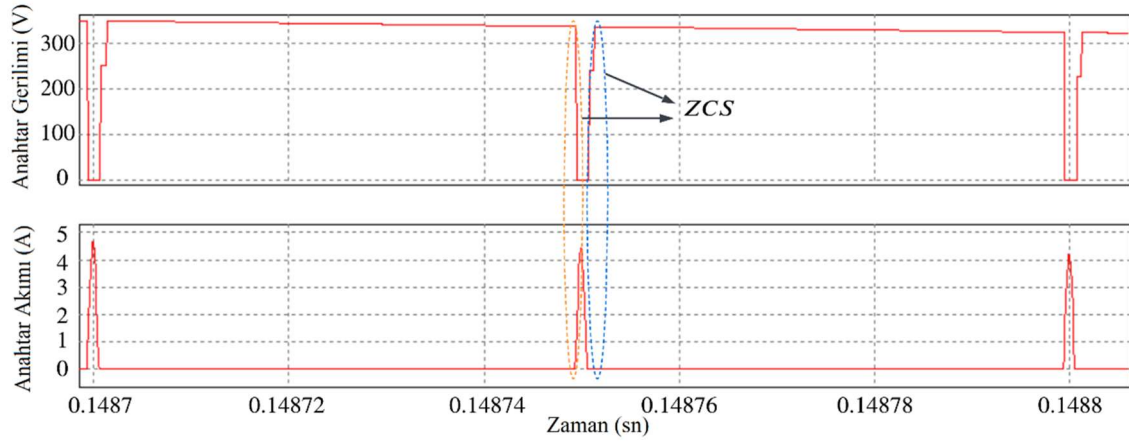
Filtrelenmemiş (üstte) ve filtrelenmiş (altta) şebeke akımlarının simülasyon görüntüleri Şekil 31'de gözlemlenmektedir. Her iki grafikte de giriş akımının sinüzoidal formunun giriş geriliminin çıkış geriliminden küçük olduğu bölgelerde dahi bozulmadığı ve şebeke tarafından akım çekilebildiği görülmektedir. Filtrelenmiş şebeke akımının saf sinüzoidal formda olduğu ve ölü

bölgelerin olmadığı görülebilmektedir. Filtrelenmemiş sinüsoidal şebeke akımının tepe değeri yaklaşık 15 A olduğu için girişten anlık yüksek akım çekilmesi bir dezavantaj olarak görülebilir. Ancak yüksek giriş akımı filtrelendiğinde tepe değeri yaklaşık 0.9 A olan saf sinüsoidal akım ölçülmektedir.

Çıkış geriliminin PSIM ortamındaki simülasyon görüntüsü Şekil 32’de gösterilmektedir. Tablo 2’de referans çıkış gerilimi 80 V_{DC} olarak verildiği için simülasyondaki çıkış gerilimi 20 ms’de verilen referansa ulaşmıştır. Giriş gerilimi ve akımının neden olduğu çift hat frekansı çıkış geriliminin sinüsoidal formda olmasına neden olmaktadır. Ayrıca şekilden çıkış geriliminde referansa göre aşım ve sürekli hal hatası bulunmadığı gözlemlenmektedir.



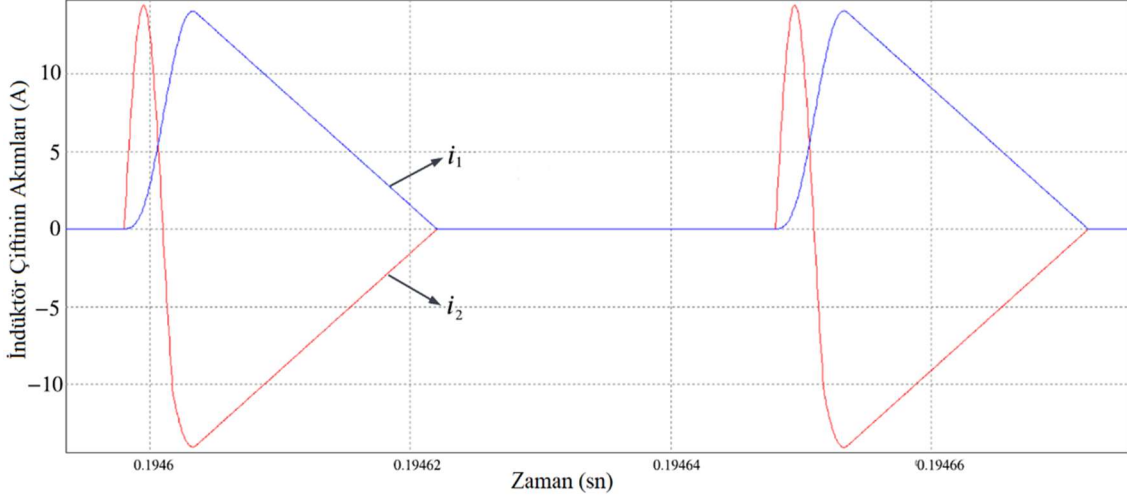
Şekil 32. Çıkış geriliminin simülasyon görüntüsü



Şekil 33. S_1 anahtarı üzerine düşen gerilim (üstte) ve akım (altta) görüntüsü

S_1 anahtarlama elemanı üzerine düşen gerilim (üstte) ve akımın (altta) simülasyon görüntüsü Şekil 33’te gösterilmektedir. S_1 anahtarlama elemanı iletime girdiğinde iç direnci ihmal edildiği takdirde üzerine düşen gerilimin (V_{DS}) sıfır olması beklenir. Ancak anahtarlama elemanı iletime girdiğinde üzerine düşen gerilim aniden sıfır olmaz. Bu zaman diliminde anahtarlama

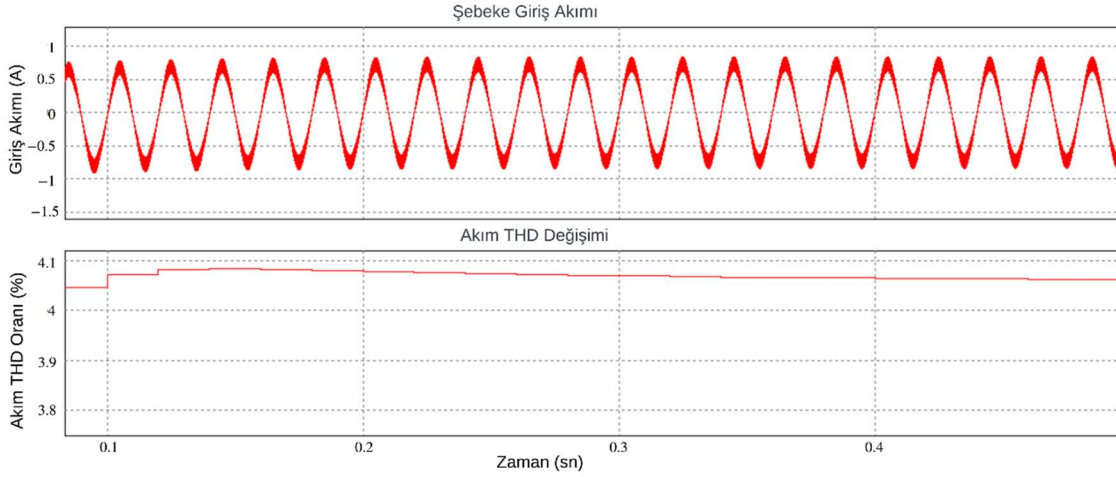
elemanının üzerinde akım bulunması durumunda istenmeyen anahtarlama kayıpları meydana gelir. Bu kayıplarını en aza indirmek için yumuşak anahtarlama yöntemi kullanılmıştır. Anahtarlama elemanı üzerine düşen gerilim sıfıra düştüğü anda akımın sıfır olduğu ve daha sonra rezonansın etkisiyle yükselmeye başladığı şekilden görülebilmektedir. Bu sayede anahtarlama elemanı üzerindeki kayıplar minimum seviyeye indirilmiştir.



Şekil 34. Kuplajlı indüktöre ait i_1 (kırmızı) ve i_2 (mavi) akım dalga formları

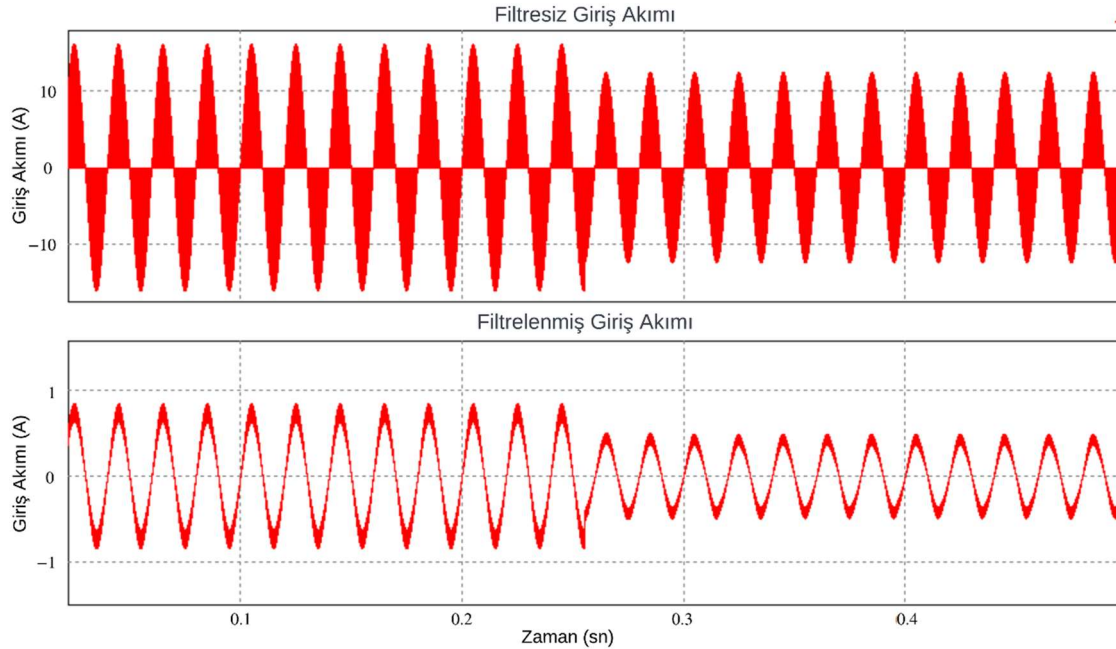
Kuplajlı indüktörün üzerinden akan i_1 (kırmızı) ve i_2 (mavi) akımlarını Şekil 34'te verilmiştir. Devrenin detaylı çalışması analiz edildiğinde mod 1'de devre üzerinden i_1 ve i_2 olmak üzere kol akımları akar ve bu akımların toplamı giriş akımını vermektedir. Bu durumda girişten çekilebilen akımın tepe değeri şekilden de görüleceği üzere yaklaşık 15 A'dir. Yeni bir anahtarlama periyoduna girildiğinde devredeki rezonans kondansatör gerilimi ve kuplajlı indüktör akımı sıfır olacağı için devrenin DCM olarak çalıştırıldığı şekilden görülebilmektedir. İki anahtarlama periyodu arasında kuplaj indüktörünün akımları sıfır olduğu durumda yük sadece kendine paralel olan kutuplu kondansatör tarafından beslenir.

Tam yükte çalıştırılan devrenin şebekeden çekilen filtrelenmiş sinüsoidal akımı (üstte) ve bu akıma ait THD değeri (altta) Şekil 35'te gösterilmektedir. Filtrelenmiş akımda ölü bölgelerin olmadığı ve saf sinüsoidal formda olduğu görülmektedir. Giriş akımının geçici hal durumunda ölçülen THD değeri maksimum % 4.08 iken sürekli hal durumuna geçtiğinde ise THD değerinin % 4.06 olduğu gözlemlenmiştir. Kısaca, devre tam yükte çalıştırıldığında giriş akımının IEC 61000-3-2 akım harmonik limitlerini sağladığı görülmektedir.



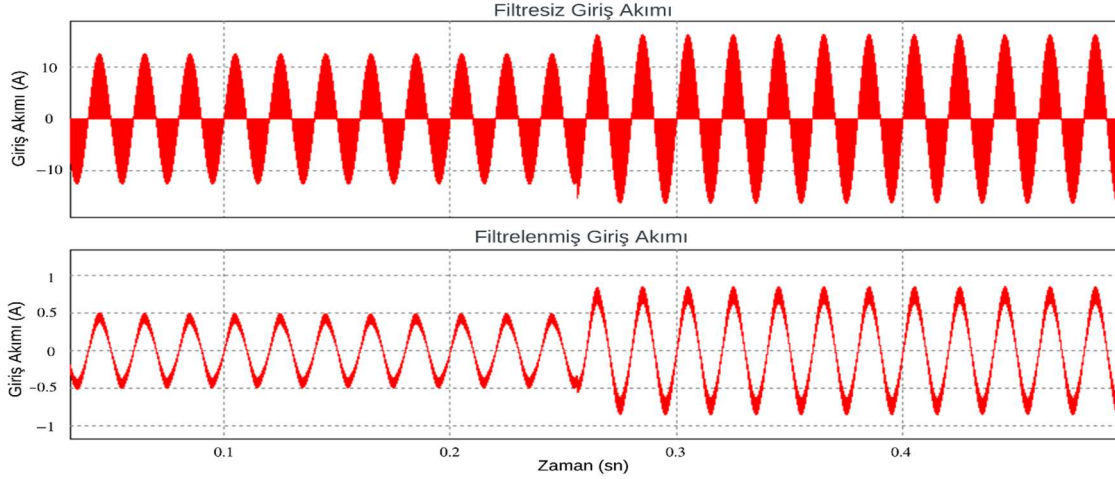
Şekil 35. Filtrelenmiş şebeke akımı dalga formu (üstte) ve filtrelenmiş giriş akımının THD değeri (altta)

Devredeki yükün tam yükten yarı yükte düşürülmesi durumunda filtrelenmemiş (üstte) ve filtrelenmiş (altta) şebeke akımlarının dalga formları Şekil 36'da gösterilmektedir. Devredeki yükün yarıya düşürülmesi durumunda bile akımın sinüsoidal yapısı bozulmadığı şekilden görülmektedir. Şebeke akımına ait THD değeri tam yükte % 4.06 iken yarı yükte % 4.78 olarak gözlemlenmiştir. Kısaca, devrenin yükü tam yükten yarı yükte düşürüldüğünde giriş akımının halen IEC 61000-3-2 akım harmonik limitlerini sağladığı çıkarılabilir.



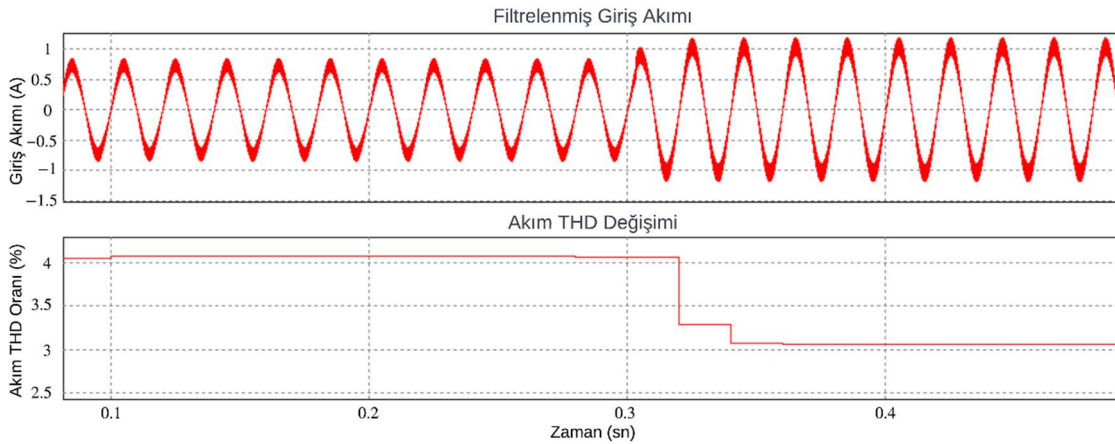
Şekil 36. Yükün tam yükten yarı yükte düşürülmesi durumunda filtrelenmemiş (üstte) ve filtrelenmiş (altta) şebeke akımının dalga formları

Devredeki yükün yarım yükten tam yüke çıkarılması durumunda filtrelenmemiş (üstte) ve filtrelenmiş (altta) şebeke akımlarının dalga formları Şekil 37’de gösterilmektedir. Devredeki yükün iki katına çıkarıldığında bile akımın sinüsoidal formunun bozulmadığı şekilden görülmektedir. Giriş akımının THD değeri yarım yükte % 4.80, tam yükte ise % 4.07 olarak gözlemlenmiştir. Bu sayede devrenin tüm yük koşullarında (tam yük ve yarım yük) IEC 61000-3-2 akım harmonik limitlerini sağladığı anlaşılmıştır.



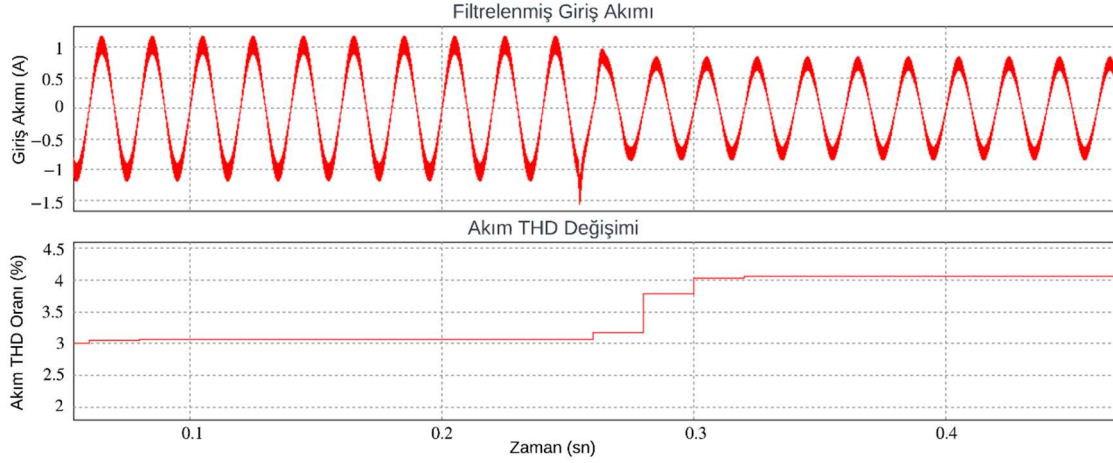
Şekil 37. Yükün yarım yükten tam yüke çıkarılması durumunda filtrelenmemiş (üstte) ve filtrelenmiş (altta) şebeke akımının dalga formları

Tam yük koşulunda çalıştırılan devrenin giriş geriliminin $220V_{AC}$ ’dan $110V_{AC}$ ’a düşürülmesi durumunda şebekeden çekilen filtrelenmiş sinüsoidal akımın (üstte) ve bu akıma ait THD değeri (altta) Şekil 38’de verilmiştir. Giriş geriliminin yarıya düşürülmesine rağmen filtrelenmiş akımın saf sinüsoidal formunu koruduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca, giriş akımının THD değeri $220V_{AC}$ ’de % 4.07 ve $110V_{AC}$ ’de ise %3.06 olarak gözlemlenmiştir.



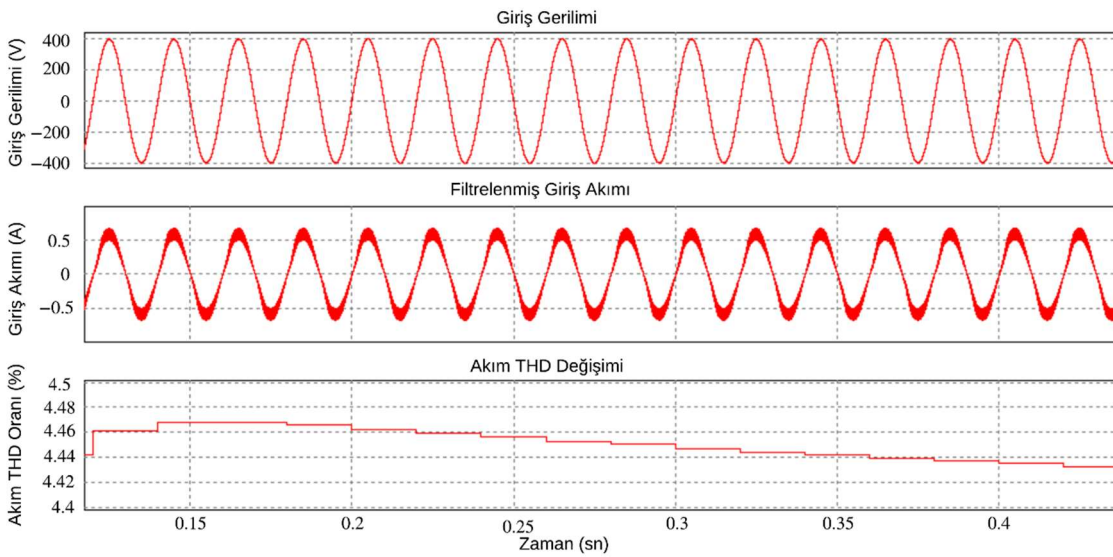
Şekil 38. Şebeke geriliminin $220V_{AC}$ ’dan $110V_{AC}$ ’a düşürülmesi durumunda giriş akımı (üstte) ve giriş akımının THD değeri (altta)

Tam yük koşulunda çalıştırılan devrenin giriş geriliminin $110V_{AC}$ 'den $220V_{AC}$ 'ye yükseltilmesi durumunda girişinden çekilen filtrelenmiş sinüsoidal akımı (üstte) ve bu akıma ait THD değeri (altta) Şekil 39'da verilmektedir. Giriş akımının THD değeri $110V_{AC}$ 'de % 3.07 ve $220V_{AC}$ 'de ise %4.07 olarak gözlemlenmiştir.



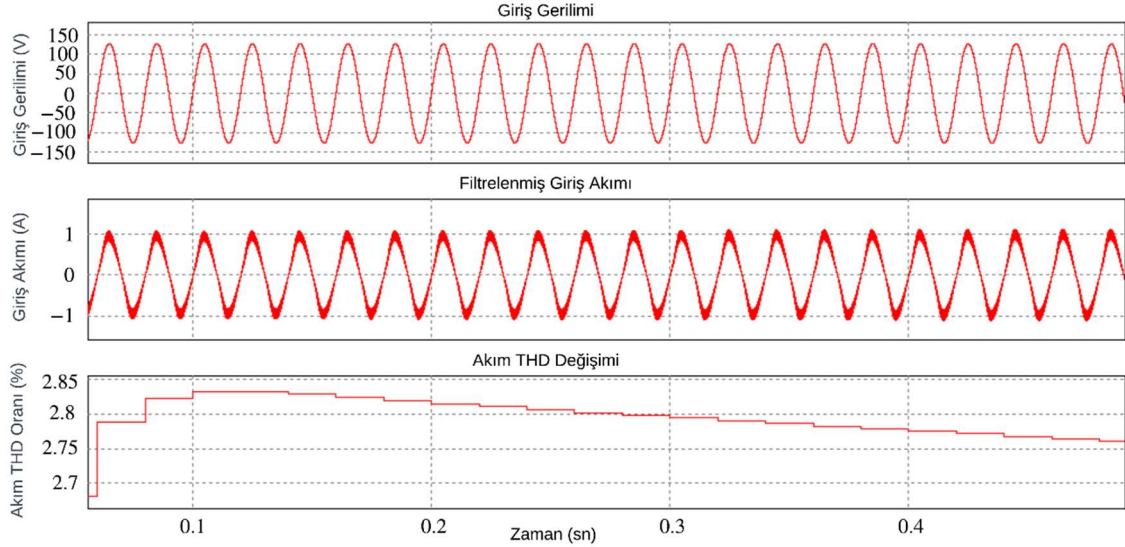
Şekil 39. Giriş geriliminin $110V_{AC}$ 'dan $220V_{AC}$ 'a yükseltilmesi durumunda giriş akımı (üstte) ve giriş akımının THD değeri (altta)

Tablo 2'de giriş geriliminin minimum ve maksimum değerleri $90V_{AC}$ - $280V_{AC}$ olarak belirlenmiştir. Şekil 40'ta giriş geriliminin maksimum değerinde (üstte - $280V_{AC}$) giriş akımı (ortada) ve giriş akımının THD değeri (altta) gösterilmektedir. Sürekli hal durumunda giriş geriliminin en yüksek değerinde giriş akımı sinüsoidal ve bu akımın THD değeri % 4.43 olarak gözlemlenmiştir.



Şekil 40. Giriş geriliminin maksimum değerinde (üstte - $400V_{AC}$) giriş akımı (ortada) ve giriş akımının THD değeri (altta)

Şekil 41’de ise giriş geriliminin minimum değerinde (üstte - $90V_{AC}$) giriş akımı (ortada) ve giriş akımının THD değeri (altta) gösterilmektedir. Sürekli hal durumunda giriş geriliminin en düşük değerinde giriş akımı sinüsoidal ve bu akımın THD değeri % 2.76 olarak gözlemlenmiştir.



Şekil 41. Giriş geriliminin minimum değerinde (üstte - $90V_{AC}$) giriş akımı (ortada) ve giriş akımının THD değeri (altta)

Son olarak simülasyon ortamında farklı yük ve gerilim koşullarında elde edilen PF ve THD değerleri Tablo 3’te sunulmuştur. Tablo incelendiğinde farklı giriş gerilimi ve farklı yük koşulları altında giriş akımının PF ve THD verileri IEC61000-3-2 akım harmonik limitlerini sınırları içinde olup bu koşulu sağlamaktadır.

Tablo 3. Simülasyon ortamında farklı yük ve gerilim koşullarında elde edilen PF ve THD değerleri

Parametre	Simülasyon Sonuçları				
	Güç (Watt)	150W	75W	150W	150W
V_{in} (RMS)	$220V_{AC}$	$220V_{AC}$	$110V_{AC}$	$280V_{AC}$	$90V_{AC}$
PF	0.993	0.99	0.995	0.99	0.996
THD (%)	% 4.06	% 4.78	%3.06	% 4.43	% 2.76

PSIM programında diyot ve anahtarlama elemanı (MOSFET) için verimlilikte en önemli etkenlerden biri olan iç direnç değeri belirlenebilmektedir. Ancak kuplajlı indüktör için nüve kayıpları, bakır kayıpları ve kutuplu kondansatör için iç direnç (ESR) değerleri

girilememektedir. Dolayısıyla bu girilen veriler ile hesaplanacak verimliliğin gerçeği yansıtmayacağı için simülasyon ortamındaki verimlilik dikkate alınmamıştır.

3.9. PCB Tasarımı

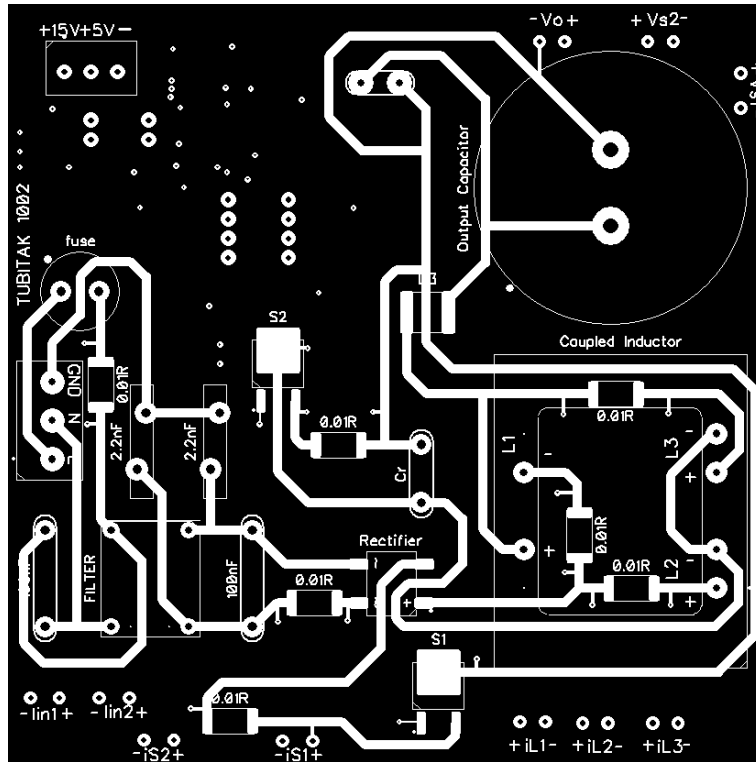
Simülasyon ortamında elde edilen veriler ışığında bir sonraki aşamada devre tasarımı yapılmış olup PCB çizimi gerçekleştirilmiştir. PCB tasarımı için Altium, Eagle, Diptrace, Proteus vs. gibi birçok çizim programı bulunmaktadır. Bu projede Türkçe dil desteği, 3D modelleme, akademik lisans paketi ücretlerinin uygun olması ve kullanım kolaylığı gibi avantajları nedeniyle Diptrace programı ile PCB çizimi gerçekleştirilmiştir. Baskı devre tasarımı 4 katmanlı olacak şekilde tasarlanmış ve bu katmanların çizim mimarileri Şekil 42, 43, 44 ve 45'te sırasıyla verilmiştir. Bu katmanların işlevleri aşağıda belirtilmiştir:

Katman 1: Güç katmanı olarak tasarlanmış olup yüksek gerilim iletim hattıdır.

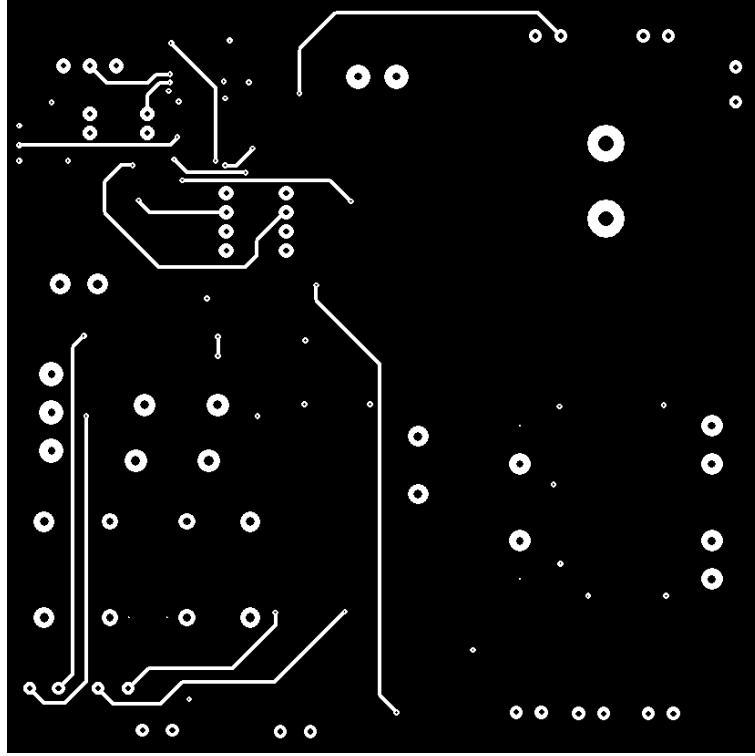
Katman 2: MOSFET sürücü devrelerinin iletim hattı ve ölçüm alma hattı olarak tasarlanmıştır.

Katman 3: Devrede kullanılan MOSFET sürücü ve entegrelerin ihtiyacı olan 5 V ve 15 V beslemesi için iletim hattı ve ölçüm alma hattı olarak tasarlanmıştır.

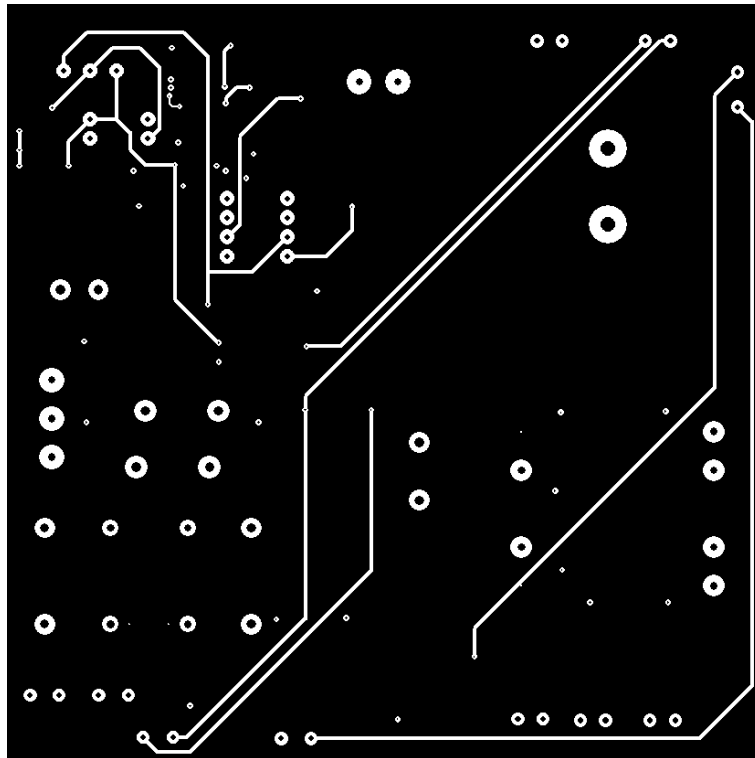
Katman 4: Sürücü entegre ve MOSFET tetikleme sinyallerinin iletim hattı olarak tasarlanmıştır.



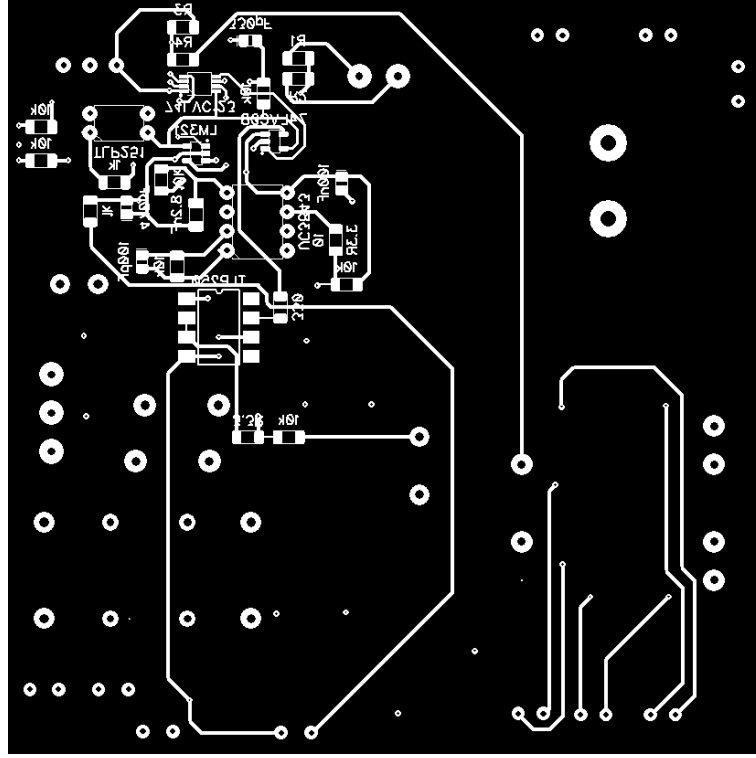
Şekil 42. Diptrace çizim programında üst katmanın mimarisi



Şekil 43. Diptrace çizim programında ara katman 1'in mimarisi

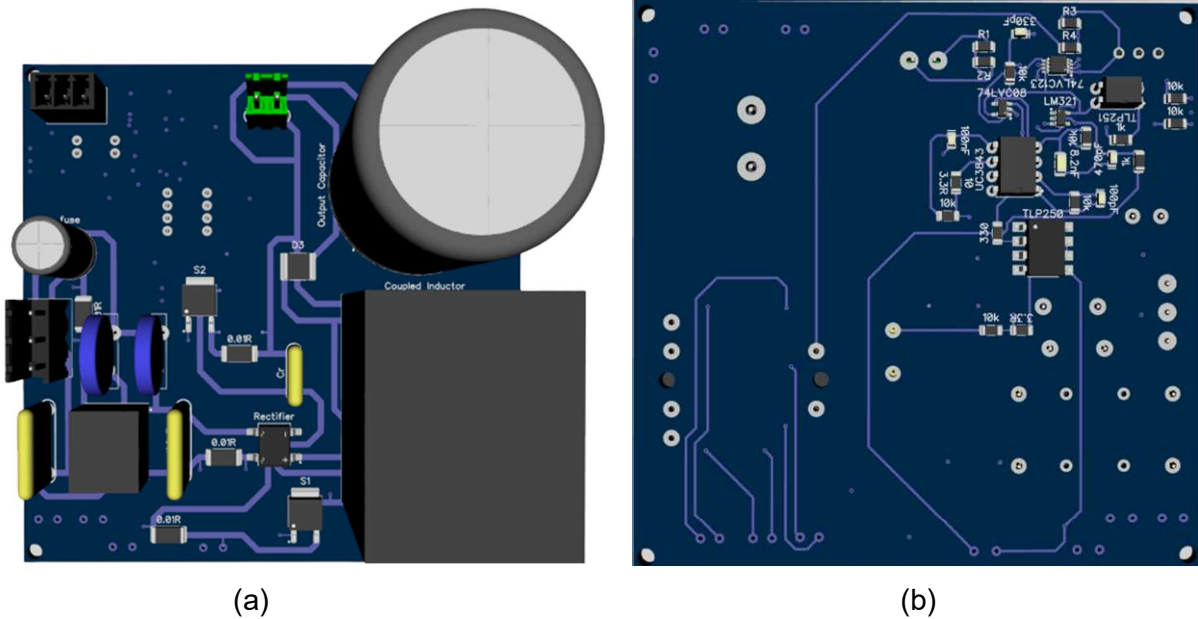


Şekil 44. Diptrace çizim programında ara katman 2'nin mimarisi



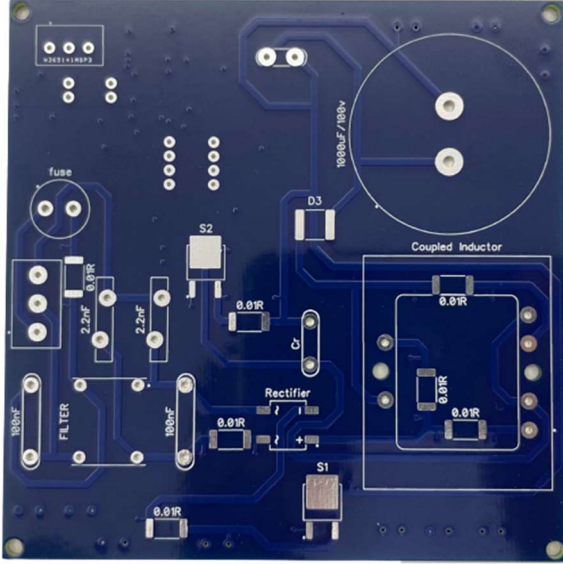
Şekil 45. Diptrace çizim programında alt katmanının mimarisi

Diptrace ortamında çizimi yapılan 4 katmanlı PCB'nin üç boyutlu görüntüsü programda izlenebilmektedir. Bu PCB'lerin basılmadan önceki son durumunu ve birbiri ile çakışan malzeme olup olmadığı konusunda tasarımcıya bilgi verir. Çizilen 4 katmanlı PCB'nin üç boyutlu görseli Şekil 46'da üs katman ve alt katman olarak verilmiştir. Ara katmanlar yalnızca sinyal katmanı olduğu için malzeme yerleşim planında bulunmamaktadır.

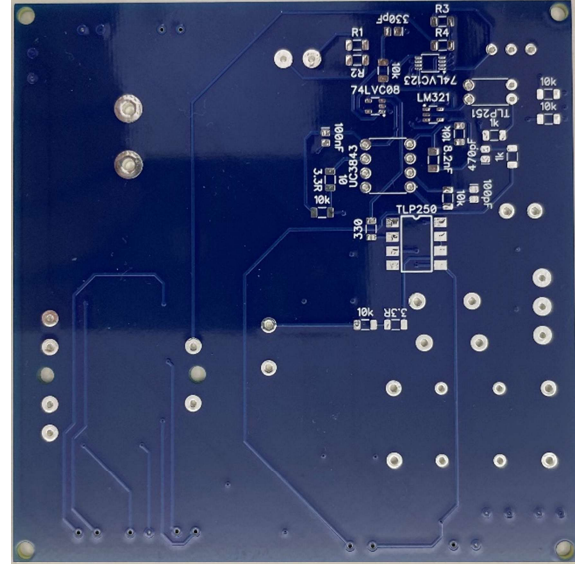


Şekil 46. Diptrace çizim programında üst ve alt katmanlarının üç boyutlu görüntüsü

Çizimi tamamlanan ve son kontrolleri yapılan tasarıma ait gerber dosyaları üretim için gönderilmiş ve üretimi tamamlanarak gönderilen PCB'nin üst ve alt katmanları aşağıda Şekil 47'de gösterilmiştir.



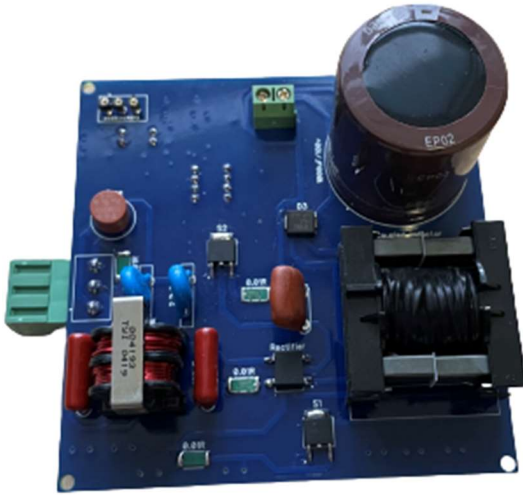
(a)



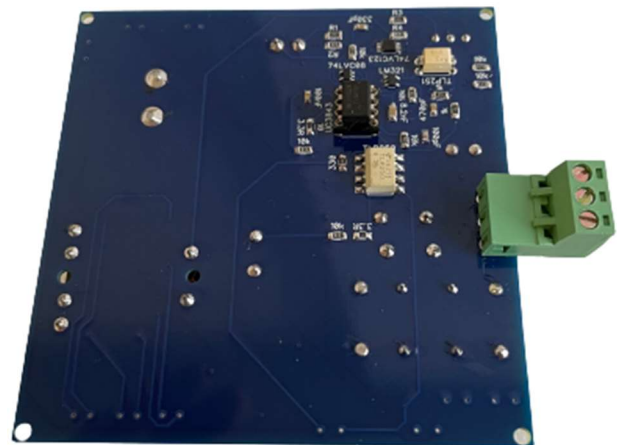
(b)

Şekil 47. Üretimi tamamlanan PCB'nin üst ve alt katmanlarının görüntüsü

Üretimi tamamlanan PCB, üzerine malzemeleri lehimlemek üzere işleme alınmıştır. Üzerine malzemelerin lehimlenmiş PCB'nin üst ve alt katman görüntüleri Şekil 48'de gösterilmektedir.



(a)



(b)

Şekil 48. Malzemeleri lehimlenmiş PCB'nin üst ve alt katmanlarının görüntüsü

3.10. Deneysel Çalışmada Kullanılan Malzemeler

PSIM ortamında simülasyonu yapılan buck PFC devresinin sonuçlarını doğrulamak için PCB çizimi ve lehimlemesi yapılan kart üzerinde deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Tablo 4'te devre üzerinde kullanılan malzemeler ve özellikleri verilmiştir.

Tablo 4. Devrede kullanılan malzemeler ile ilgili özellikler

Malzeme	Sembolü	Marka/Model/Cinsi	Değeri
Anahtarlama elemanı	S_1	18NM70	18A, 700V
Anahtarlama elemanı	S_2	7NM70	7A, 700V
Giriş gerilimi	V_{in}	Ayarlı varyak	0-300V _{AC}
Diyot	D_6	S8K	8A, 800V
Çıkış kondansatörü	C_o	Kendeil	1000 μ F
Çıkış yükü	R	ET5410 DC elektronik yük	150V, 40A, 400W
Giriş filtre indüktansı	L_f	-	6mH
Giriş filtre kondansatörü	C_f	-	100nF
Rezonans kondansatörü	C_r	-	35 nF
Ferit nüve	-	ETD29/16/10	-
Kuplajlı indüktör	L_{r1}, L_{r2}, M	-	100uH, 20uH, 15uH
Kuplaj faktörü	k	-	0,33

3.11. Deneysel Çalışmada Kullanılan Ölçü Aletleri ve Cihazlar

Önerilen buck PFC devresinin sonuçlarını doğrulamak, PCB lehimlemesi yapılan kart üzerinde deneysel çalışmalar gerçekleştirmek ve bu deneysel çalışmaların gözlemleyebilmek için çeşitli ölçü aletleri ve cihazlar kullanılmıştır. Devrenin girişine uygulanan AC gerilim 0-300V_{AC} gerilim sağlayan ayarlı varyak ile sağlanmıştır. Çıkışta çeşitli yük koşullarını test etmek için 400W elektronik yük kullanılmıştır. Ayrıca ölçüm ve analiz için çeşitli ölçü aletleri ve cihazlar kullanılmıştır. Bu ölçü aletleri ve cihazlar şu şekildedir: 1) 400W DC elektronik yük, 2) 1.5KVA

0-300V_{AC} ayarlı varyak, 3) çift çıkışlı DC güç kaynağı 4) dijital osiloskop, 5) multimetre, 6) enerji analizörü, 7) termal kamera. Çalışmaya ait deney düzeneği Şekil 49'da gösterilmektedir. Devredeki akımları gözlemlemek için akım probu yerine ilgili ölçüm yerine kayıpları ihmal edilecek düzeyde çok küçük SMD dirençler (10mΩ/2.5W) yerleştirilerek akım ölçümleri yapılmıştır.



Şekil 49. Çalışmaya ait deney düzeneği

3.12. Tasarım Kriterleri

Kuplajlı indüktördeki bobinlerin tasarımında dikkate alınması gereken önemli parametreler, indüktörden geçen akımın tepe, RMS değerleri ve çalışma frekansıdır. L_{r1} ve L_{r2} sargılarından akan tepe akımları i_1 ve i_2 aşağıdaki denklemlerle verilen çekirdeğin enerji taşıma kabiliyetini belirler.

$$E = \frac{1}{2} [L_{r1} i_1^2 + L_{r2} i_2^2 + 2M i_1 i_2] \quad (3.36)$$

Burada E enerjii temsil etmektedir. Enerji taşıma kapasitesine bağlı olarak, çekirdeğin A_p (ing. area product) değeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$A_p = A_w \alpha A_e = \frac{2E}{K_w K_c J B_m} \quad (3.37)$$

burada A_p , pencere kesit alanı A_w ile çekirdek kesit alanı A_e 'nin çarpımı olan çekirdeğin alan çarpımıdır. K_w , pencere kullanım faktörünü, K_c tepe faktörünü, J akım yoğunluğunu ve B_m maksimum akı yoğunluğunu temsil eder.

Kuplajlı indüktördeki her iki indüktörün tel ölçüsü, sargılardan geçen RMS akımına bağlı olarak seçilir ve genel olarak aşağıdaki denklemlerle verilir. Burada a , iletkenin kesit alanı ve I indüktörden geçen akımın RMS değerini temsil etmektedir.

$$\alpha = \frac{I}{J} \quad (3.38)$$

Son olarak, N_1 ve N_2 kuplajlı indüktördeki bobinlerin sarım sayısı olmak üzere aşağıdaki denklemlerde gösterildiği gibi, indüktör tasarımı kontrol edilerek doğrulanması gerekmektedir.

$$A_w \alpha K_w = \alpha_1 N_1 + \alpha_2 N_2 \quad (3.39)$$

Bir devrenin yüksek anahtarlama frekansı ile anahtarlama giriş akımında harmoniklere neden olur. Bu da dönüştürücü giriş akımının THD değerinin yükselmesine sebep olur. Giriş harmoniklerini azaltmak için bir alçak geçiren filtre kullanmak en basit ve en etkili yöntemdir. Filtre tasarlanırken girişteki istenmeyen harmoniklerin engellenebilmesi için filtrenin frekansının anahtarlama frekansının çok daha altında seçilmelidir. Bu durum aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \ll f_s \quad (3.40)$$

$L_f = 6mH$ ve $C_f = 100nF$ seçilmesi durumunda anahtarlama frekansının 20kHz olduğu durumda alçak geçiren filtrenin köşe frekansı $f_c \cong 6.5kHz$ olacaktır.

Çıkış kondansatörü çıkıştaki gerilim dalgalanmalarından sorumludur. Kondansatörlerin ortalama akımının çıkış akımına eşit olduğu ve çıkış kondansatörü (C_o) için %0,15 voltaj dalgalanması kabulü ile, minimum kondansatör değeri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$C_o > \frac{P_o}{V_o \Delta V C_o f_s} \quad (3.41)$$

Çıkış gücü 150W, çıkış gerilimi 80V_{DC}, gerilim dalgalanması 0.12V ve anahtarlama frekansı 20kHz alınması durumunda,

$$C_o > 781.25\mu F \quad (3.42)$$

olarak bulunmuştur. Bu nedenle devrede çıkış kondansatörünün değeri 1000 μ F olarak seçilmiştir.

3.13. Güç Kaybı ve Verimlilik Analizi

Dönüştürücülerin güç kaybının değerlendirilmesi, tasarım sürecinde hayati bir öneme sahiptir. Dönüştürücünün her bir bileşeni, dönüştürücü özelliklerine göre hesaplanması gereken bireysel güç kaybı değerine sahiptir. Bu bölümde, devrede bulunan elemanlar için güç kaybı analizi yapılmıştır.

Anahtarlama elemanlarının (S_1, S_2) güç kaybı, anahtarlama kayıpları ve iletim kayıplarından oluşur. Önerilen devrede yumuşak anahtarlama yöntemi kullanıldığı için anahtarlama kayıpları ortadan kaldırılmıştır. Dolayısıyla, anahtarlama elemanlarının kayıpları yalnızca iletim kayıplarından oluşur ve aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$P_{k(S_1)} = R_{dS_1(on)} \times i_{dS_1(RMS)}^2 \quad (3.43)$$

$$P_{k(S_2)} = R_{dS_2(on)} \times i_{dS_2(RMS)}^2 \quad (3.44)$$

Diyotların, özellikle çıkış diyotunun ZCS olarak çalıştırılmasından dolayı, diyotların omik ve ters iletim kayıpları ihmal edilebilir olduğundan, toplam diyot kayıpları, diyotların üzerine düşen gerilimden kaynaklı kayıplara eşittir ve aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$P_{kDiyot} = V_f \times I_D \quad (3.45)$$

Burada V_f diyotun ileri gerilimini (ing. Forward voltage) ve I_D diyot üzerinden geçen ortalama akımı ifade eder. Toplam güç kaybının diğer kısmı, eşdeğer seri direnci (ing. Equivalent series resistor - ESR) nedeniyle kondansatöre aittir ve şu şekilde hesaplanır:

$$P_{k_{kond.}} = ESR \times I_C^2 \quad (3.46)$$

Burada ESR kondansatörün seri eşdeğer direncini ve I_C kondansatör üzerinden geçen akımın ortalama değerini ifade eder. Güç kaybının son kısmı, bakır kaybı ve çekirdek kaybı (histerezis ve girdap akımı kayıpları) olarak ikiye ayrılan kuplajlı indüktörden kaynaklanır.

Çekirdek kaybı genellikle Steinmetz denklemi kullanılarak tahmin edilir. Çekirdek kayıplarını bulmak için geliştirilmiş bir Steinmetz denklemi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$P_{k_c} = K_F \times \rho_{v \sin} \times \left(\frac{f_s}{f_b}\right)^\alpha \times \left(\frac{B}{B_m}\right)^\beta \times V_E \quad (3.47)$$

Burada α , frekans için Steinmetz katsayısını, β , akı yoğunluğu için Steinmetz katsayısını ve K_F sargı voltajı biçimi için bir çarpma faktörünü ifade eder. Ayrıca f_s çalışma frekansını ve B gerçek akı yoğunluğunu ifade eder. Ayrıca $\rho_{v \sin}$ sinüzoidal gerilim için kW/m³ cinsinden kayıp yoğunluğunu ve B_m akı yoğunluğunun tepe değeridir.

Akım taşıyan indüktördeki bakır kayıpları üzerinden geçen ortalama akımın karesi ile orantılı olarak aşağıdaki şekilde hesaplanır.

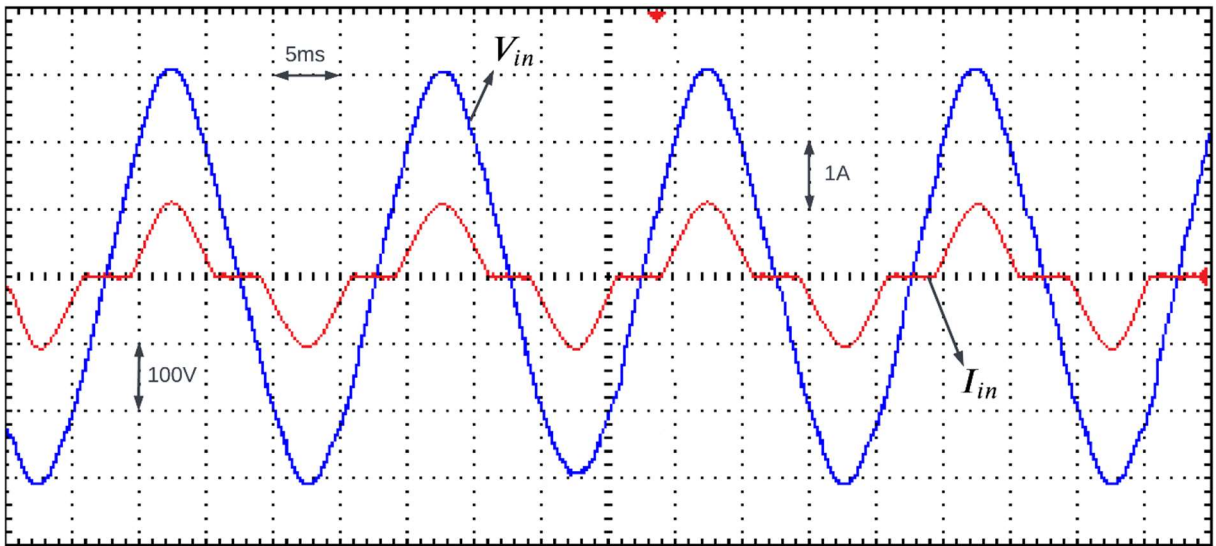
$$P_{k_b} = R_b \times i_{ort.}^2 \quad (3.48)$$

Burada P_{k_b} toplan bakır kayıplarını, R_b bakır direncini ve $i_{ort.}$ ortalama akımı ifade eder. Devrenin verimliliği, elde edilen güç kayıplarının toplamı biçiminde şu şekilde elde edilir.

$$P_k = P_{k(S1)} + P_{k(S2)} + P_{kDiyot} + P_{k Kond.} + P_{k_c} + P_{k_b} \quad (3.49)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_k} \times 100\% \quad (3.50)$$

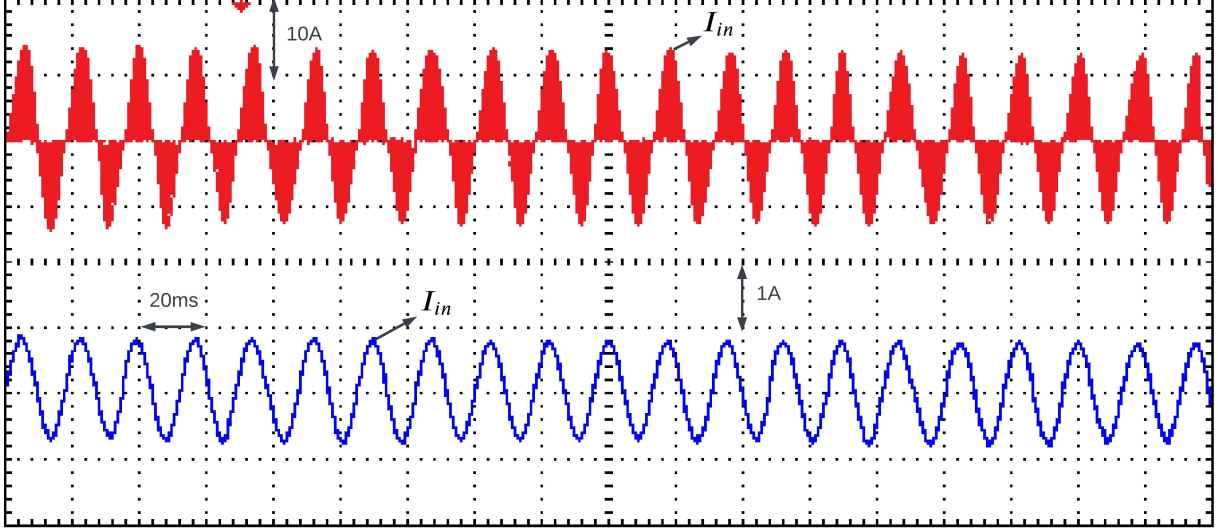
3.14. Deneysel Sonuçlar



Şekil 50. Giriş gerilimi (mavi) ve filtrelenmiş (kırmızı) şebeke akımları

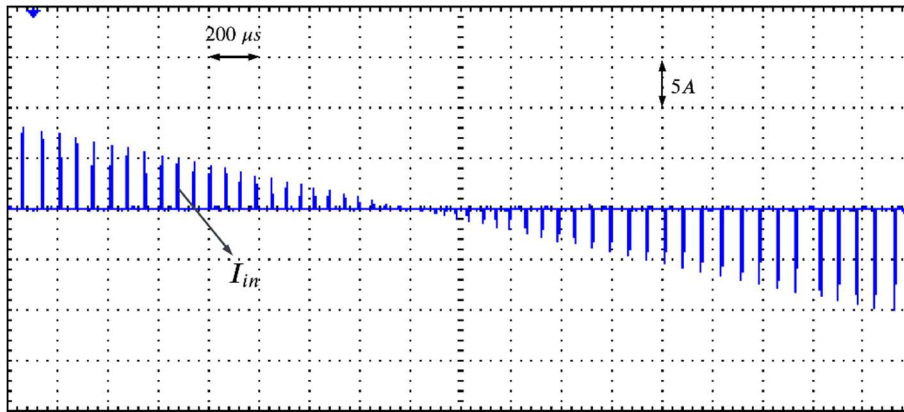
Şekil 50'de yalnızca buck modunda çalıştırılan devrenin giriş gerilimi (mavi) ve filtrelenmiş (kırmızı) şebeke akımlarının dalga formları gösterilmiştir. Devre buck modunda çalıştırıldığında

yalnızca S_1 anahtarı iletime girmektedir. Bu durumda giriş gerilimi çıkış geriliminden küçük olduğu bölgelerde şekilden de görüleceği üzere ölü bölgeler bulunmaktadır. Bu ölü bölgeler güç kalitesini ve verimliliği etkilemektedir. Giriş gerilimi daha fazla düşürülürse bu ölü bölgelerin alanı artacağı için klasik buck PFC devreleri düşük gerilim uygulamalarında verimsizdir.

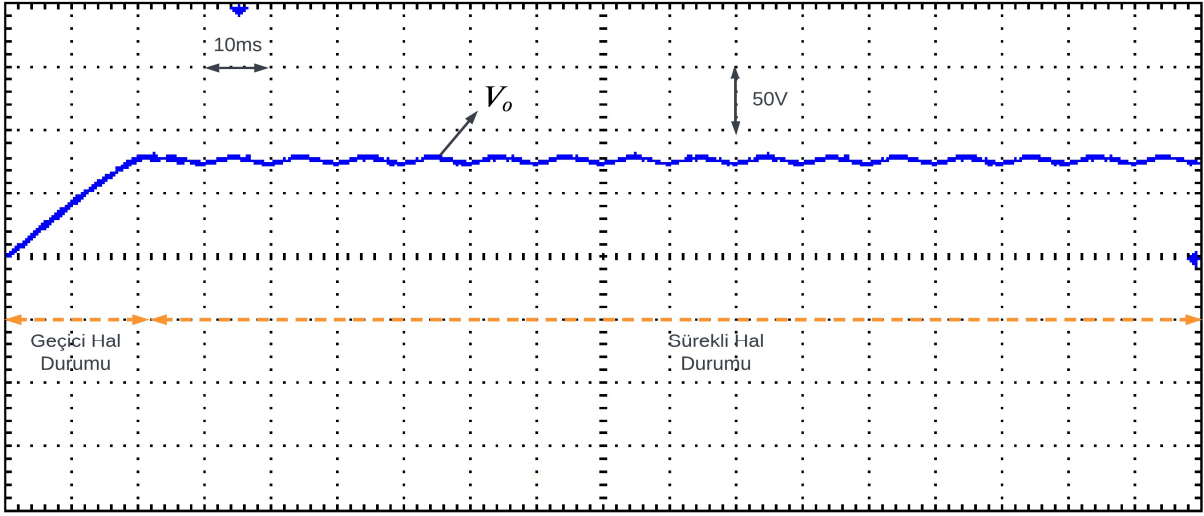


Şekil 51. Filtrelenmemiş (kırmızı) ve filtrelenmiş (mavi) şebeke akımları

Filtrelenmemiş (mavi) ve filtrelenmiş (kırmızı) şebeke akımlarının simülasyon görüntüleri Şekil 51'de gözlemlenmektedir. Her iki grafikte de giriş akımının sinüzoidal formunun giriş geriliminin çıkış geriliminden küçük olduğu bölgelerde bozulmadığı ve şebeke tarafından akım çekilebildiği görülmektedir. Filtrelenmiş şebeke akımının saf sinüsoidal formda olduğu ve ölü bölgelerin olmadığı görülebilmektedir. Ayrıca filtrelenmemiş şebeke akımının sıfır geçiş bölgesi ve anahtarlama esnasındaki yakın gösterimi PFC çalışmasının etkinliğinin daha net görülebilmesi için Şekil 52'de sunulmuştur.

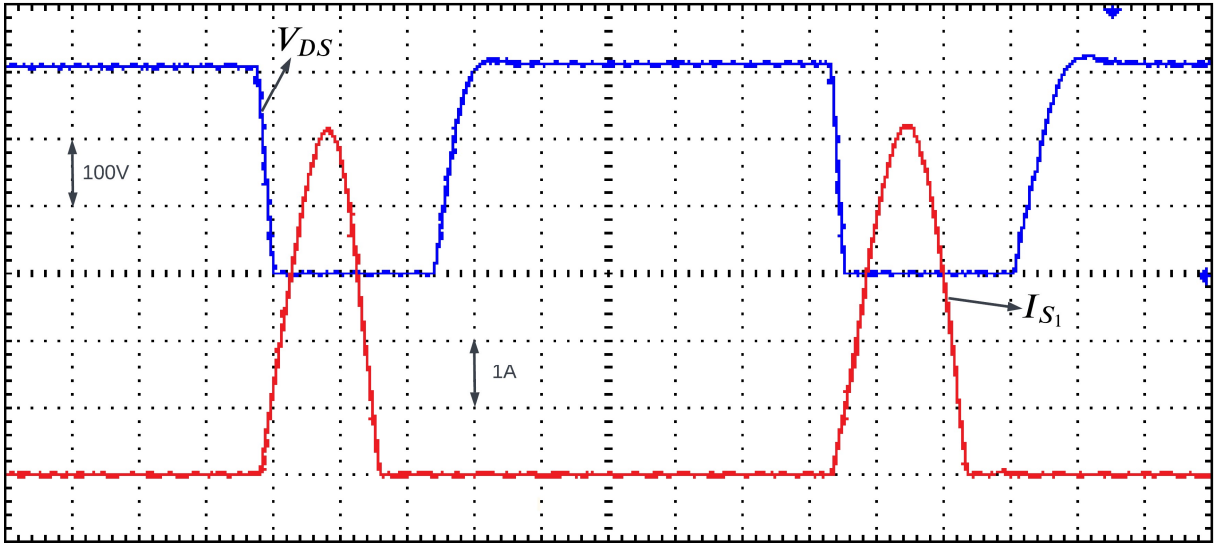


Şekil 52. Filtrelenmemiş şebeke akımının yakın gösterimi



Şekil 53. Çıkış geriliminin görüntüsü

Çıkış geriliminin osiloskop görüntüsü Şekil 53'te verilmiştir. Devre referans çıkış gerilimi olan $80 V_{DC}$ 'ye yaklaşık 22 ms'de ulaşmaktadır. Şekilden giriş gerilimi ve akımının neden olduğu çift hat frekansının çıkış gerilimine yansıdığı ve çıkış geriliminde sinüsoidal salınıma neden olduğu görülmektedir. Ayrıca çıkış geriliminde referansa göre aşım ve sürekli hal hatası bulunmadığı gözlemlenmiştir.

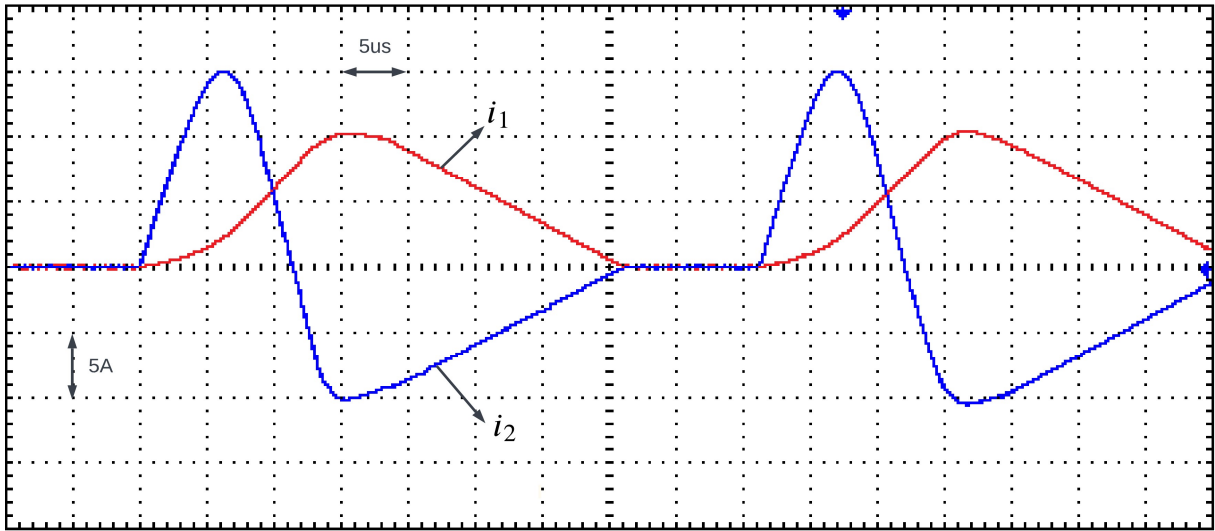


Şekil 54. S_1 anahtarı üzerine düşen gerilim (mavi) ve akım (kırmızı) görüntüsü

S_1 anahtarlama elemanı üzerine düşen gerilim (mavi) ve akımın (kırmızı) dalga formu Şekil 54'te gösterilmektedir. S_1 anahtarlama elemanı iletime girdiğinde iç direnci ihmal edildiği takdirde üzerine düşen gerilimin (V_{DS}) sıfır olması beklenir. Ancak anahtarlama elemanı iletime girdiğinde üzerine düşen gerilim aniden sıfır olmaz. Bu zaman diliminde anahtarlama elemanının üzerinde akım bulunması durumunda istenmeyen anahtarlama kayıpları meydana

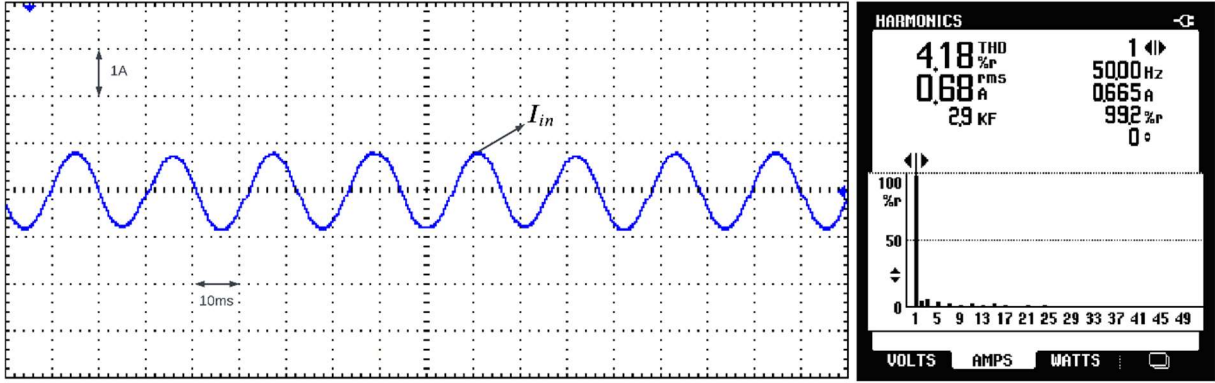
gelir. Bu kayıplarını en aza indirmek için rezonans yöntemi ile yumuşak anahtarlama yapılmıştır. Anahtarlama elemanı üzerine düşen gerilim sıfıra düşmeye başladığında anahtar akımının rezonans etkisiyle yükselmeye başladığı görülmektedir. Ayrıca anahtarlama elemanı kesime gitmeden önce anahtar akımı sıfır olmaktadır. Dolayısıyla anahtarlama kayıpları minimuma indirgenmiştir.

DeneySEL çalışmada kuplajlı indüktörün üzerinden akan i_1 (kırmızı) ve i_2 (mavi) akımlarını Şekil 55'te verilmiştir. Devre üzerinden i_1 ve i_2 olmak üzere kol akımları akar ve bu akımların toplamı giriş akımını (i) vermektedir. Yeni bir anahtarlama periyodu başlayana kadar devredeki rezonans kondansatör gerilimi ve kuplajlı indüktör akımı sıfır olacağı için devrenin DCM olarak çalıştırıldığı şekilden görülebilmektedir. İki periyot arasında, rezonans kondansatör gerilimi ve kuplaj indüktörünün akımları sıfır olduğunda yük yalnızca kendine paralel olan kutuplu kondansatör tarafından beslenir.



Şekil 55. Kuplajlı indüktöre ait i_1 (kırmızı) ve i_2 (mavi) akım dalga formları

DeneySEL çalışmalar esnasında tam yükte çalıştırılan devrenin şebekeden çekilen filtrelenmiş sinüsoidal akımı ve bu akıma ait THD ve PF değerleri Şekil 56'da verilmiştir. Filtrelenmiş akımda ölü bölgelerin olmadığı ve saf sinüsoidal formda olduğu görülmektedir. Giriş akımının birinci harmoniğine ait THD değeri % 4.18 ve PF değeri %99.2 olarak ölçülmüştür. Dolayısıyla, devre tam yükte çalıştırıldığında giriş akımının IEC 61000-3-2 akım harmonik limitlerini sağladığı ve yüksek PF elde edildiği görülmektedir.

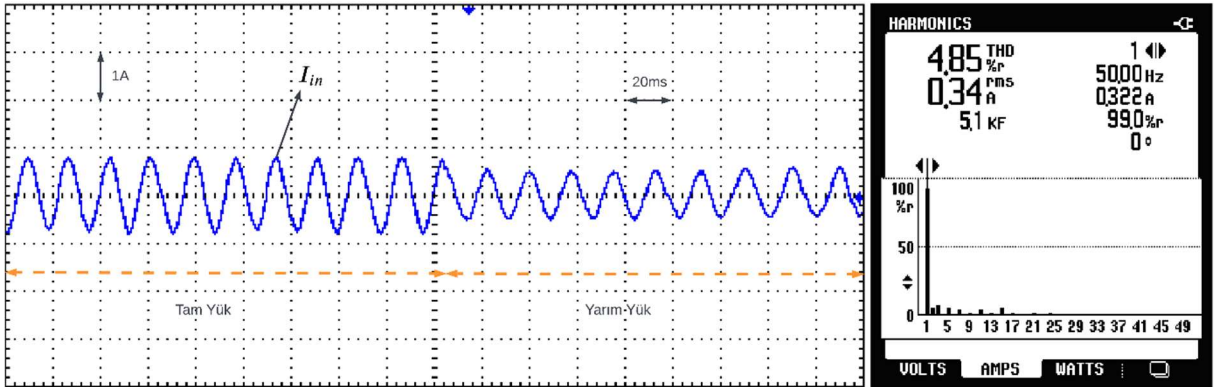


(a)

(b)

Şekil 56. (a) Filtrelenmiş şebeke akımı dalga formu (b) filtrelenmiş giriş akımının birinci harmoniğine ait THD ve PF değerleri

Deneyisel çalışmalarda devredeki yükün tam yükten yarı yükte düşürülmesi durumunda filtrelenmemiş şebeke akımının dalga formu ve bu akıma ait birinci harmoniğin THD değeri Şekil 57’de verilmiştir. Devredeki yükün yarıya düşürülmesi durumunda bile akımın sinüsoidal yapısı bozulmadığı şekilden gözlemlenmektedir. Şebeke akımına ait birinci harmoniğin THD değeri yarı yükte % 4.85 ve PF değeri %99 olarak ölçülmüştür. Özetle, devrenin yükü tam yükten yarı yükte düşürüldüğünde giriş akımının IEC 61000-3-2 akım harmonik limitlerini sağladığı ve yüksek PF elde edildiği görülmektedir.



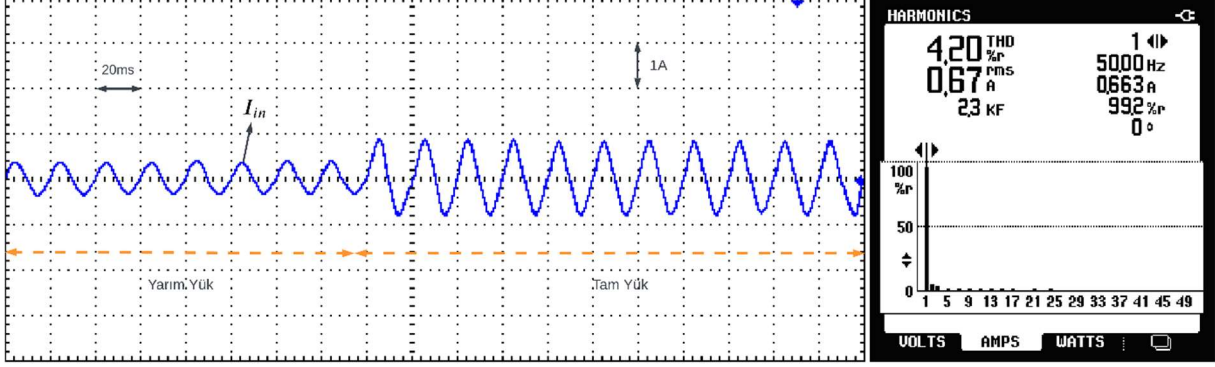
(a)

(b)

Şekil 57. Devre yükünün tam yükten yarı yükte düşürülmesi durumunda (a) filtrelenmiş şebeke akımının dalga formu (b) bu akımın birinci harmoniğine ait THD ve PF değerleri

Devredeki yükün yarı yükten tam yüke çıkarılması durumunda filtrelenmemiş şebeke akımının dalga formu ve bu akıma ait THD ve PF değerleri Şekil 58’de gösterilmiştir. Devredeki yük iki katına çıkarıldığında akımın sinüsoidal formunun bozulmadığı şekilden görülmektedir.

Giriş akımının THD değeri yarım yükte % 4.86, tam yükte ise % 4.20 olarak gözlemlenmiştir. Bu sayede devrenin tüm yük koşullarında (tam yük ve yarım yük) IEC 61000-3-2 akım harmonik limitlerini sağladığı anlaşılmıştır.

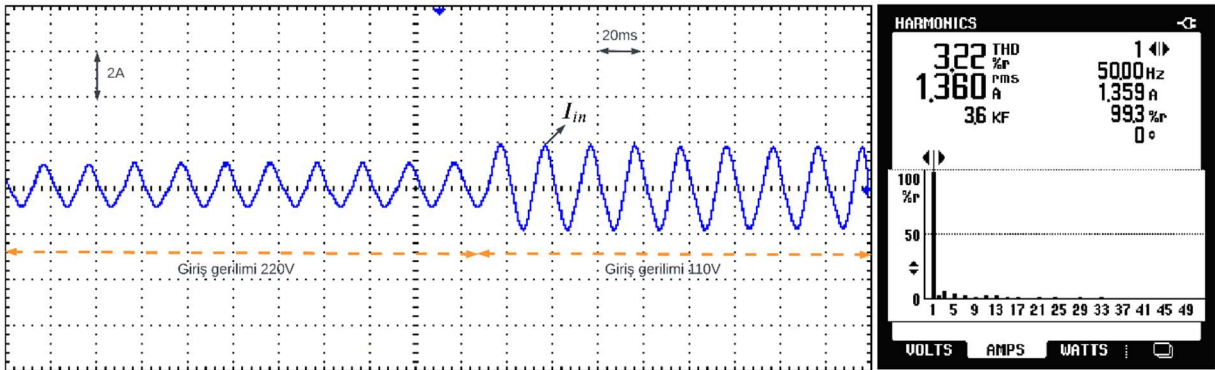


(a)

(b)

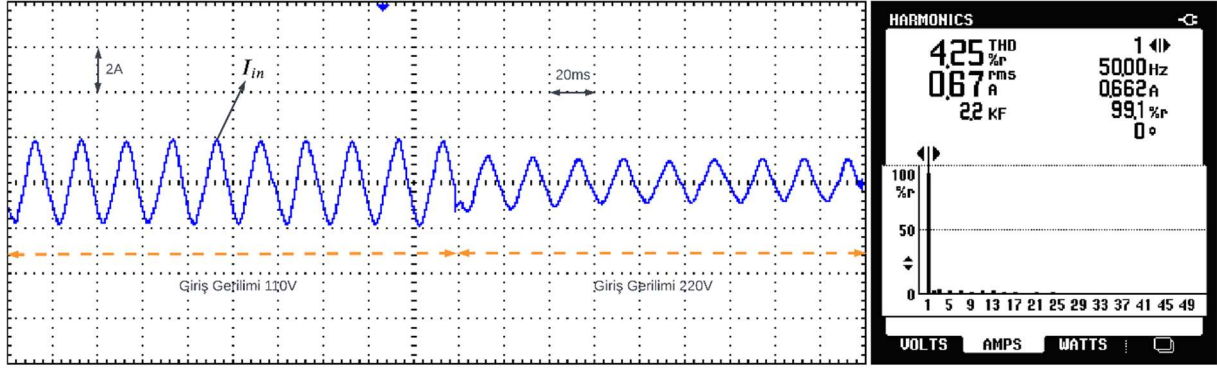
Şekil 58. Yükün yarım yükten tam yüke çıkarılması durumunda (a) filtrelenmiş şebeke akımının dalga formu (b) bu akımın birinci harmoniğine ait THD ve PF değerleri

Tam yük koşulunda çalıştırılan devrenin giriş geriliminin $220V_{AC}$ 'dan $110V_{AC}$ 'a düşürülmesi durumunda şebekeden çekilen filtrelenmiş sinüsoidal akımın ve bu akıma ait THD ve PF değerleri Şekil 59'da gösterilmektedir. Giriş geriliminin yarıya düşürülmesine rağmen filtrelenmiş akımın saf sinüsoidal formunun bozulmadığı; giriş akımının THD değeri $110V_{AC}$ 'de %3.22 ve PF değerinin %99.3 olarak gözlemlenmiştir.



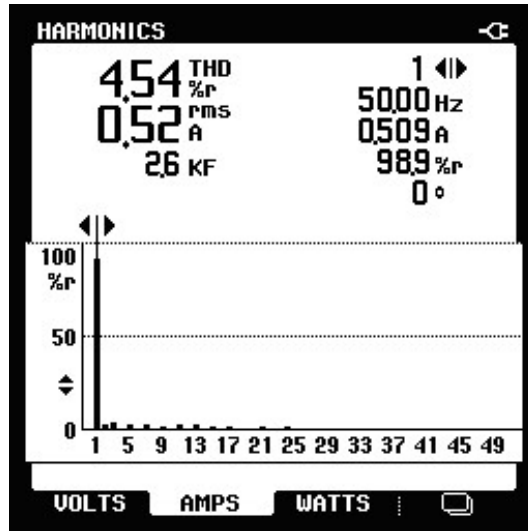
Şekil 59. Şebeke geriliminin $220V_{AC}$ 'dan $110V_{AC}$ 'a düşürülmesi durumunda (a) filtrelenmiş şebeke akımının dalga formu (b) bu akımın birinci harmoniğine ait THD ve PF değerleri

Tam yük koşulunda çalıştırılan devrenin giriş geriliminin $110V_{AC}$ 'den $220V_{AC}$ 'ye yükseltilmesi durumunda girişinden çekilen filtrelenmiş sinüsoidal akımı ve bu akıma ait THD ve PF değerleri Şekil 60'ta gösterilmektedir. Giriş akımının THD değeri $110V_{AC}$ 'den $220V_{AC}$ 'a yükseltilmesi durumunda %4.25 THD değeri ise %99.1 olarak gözlemlenmiştir.



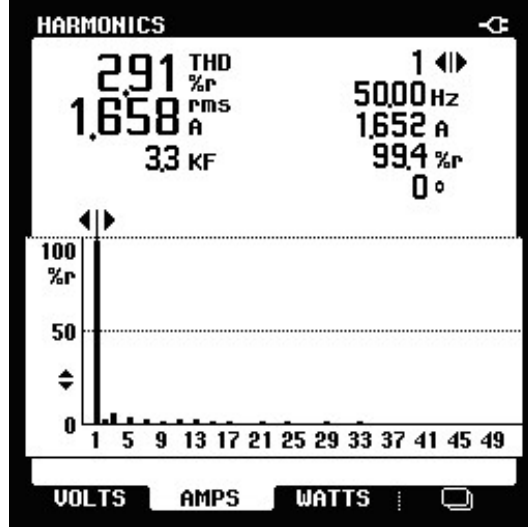
Şekil 60. Giriş geriliminin 110V_{AC}'dan 220V_{AC}'a yükseltilmesi durumunda (a) filtrelenmiş şebeke akımının dalga formu (b) bu akımın birinci harmoniğine ait THD ve PF değerleri

Tablo 2'de giriş geriliminin minimum ve maksimum değerleri 90V_{AC} - 280V_{AC} olarak belirlenmiştir. Şekil 61'de giriş geriliminin maksimum değerinde (280V_{AC}) giriş akımının THD ve PF değerleri gösterilmektedir. Sürekli hal durumunda giriş geriliminin en yüksek değerinde giriş akımının THD değeri % 4.54 ve PF değeri %98.9 olarak gözlemlenmiştir.



Şekil 61. Giriş geriliminin maksimum değerinde (280V_{AC}) giriş akımının birinci harmoniğine ait THD ve PF değerleri

Şekil 62'de giriş geriliminin minimum değerinde (90V_{AC}) giriş akımının THD ve PF değerleri gösterilmektedir. Sürekli hal durumunda giriş geriliminin en düşük değerinde giriş akımının THD değeri % 2.91 ve PF değeri %99.4 olarak gözlemlenmiştir.



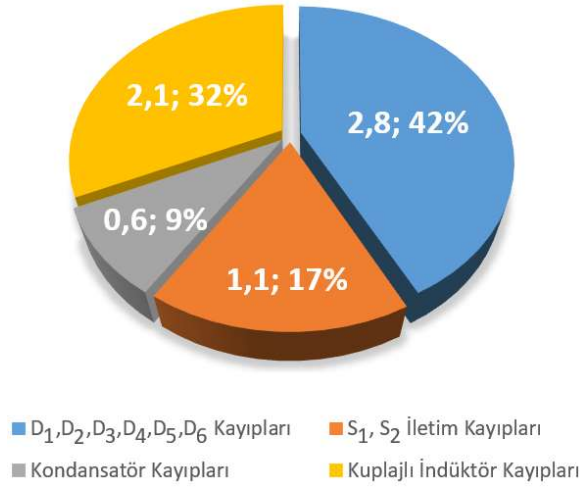
Şekil 62. Giriş geriliminin minimum değerinde ($90V_{AC}$) giriş akımının birinci harmoniğine ait THD ve PF değerleri

Son olarak simülasyon ve deneysel çalışmalardan farklı yük ve gerilim koşullarında elde edilen PF ve THD değerleri karşılaştırmalı olarak Tablo 5'te sunulmuştur. Tablo incelendiğinde hem simülasyon hem de deneysel çalışmalarda farklı giriş gerilimi ve yük koşulları altında giriş akımının PF ve THD verileri IEC61000-3-2 akım harmonik limitlerini sınırları içinde olup bu koşulu sağlamaktadır.

Tablo 5. Devrenin simülasyon ve deneysel ortamda farklı yük ve gerilim koşullarında elde edilen PF ve THD değerleri

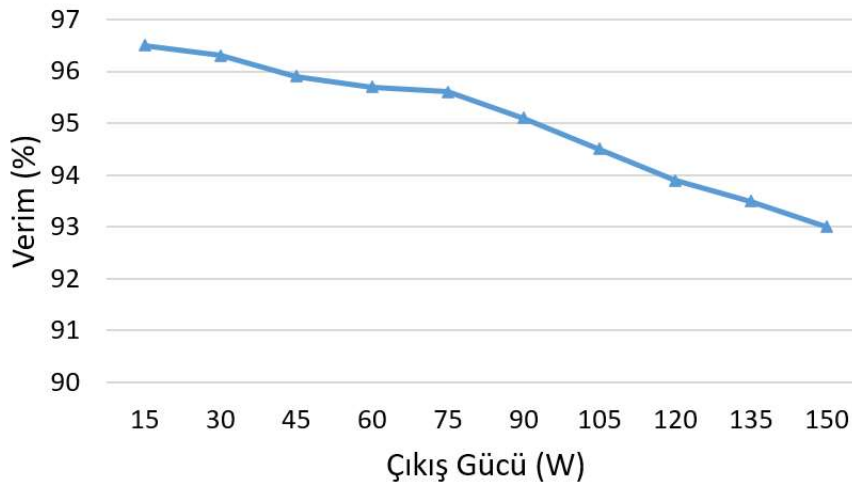
Parametre	Simülasyon Sonuçları				
	Güç (Watt)	150W	75W	150W	150W
V_{in} (RMS)	$220V_{AC}$	$220V_{AC}$	$110V_{AC}$	$280V_{AC}$	$90V_{AC}$
PF	0.993	0.99	0.995	0.99	0.996
THD (%)	% 4.06	% 4.78	%3.06	% 4.43	% 2.76
Parametre	Deneysel Sonuçlar				
	Güç (Watt)	150W	75W	150W	150W
V_{in} (RMS)	$220V_{AC}$	$220V_{AC}$	$110V_{AC}$	$280V_{AC}$	$90V_{AC}$
PF	0.992	0.99	0.993	0.989	0.994
THD (%)	% 4.18	% 4.85	%3.22	% 4.54	% 2.91

Şekil 63, anahtarlama elemanlarının, diyotların, kuplajlı indüktörün ve kondansatörlerin kayıplarını yarım yük koşulu altında göstermektedir. Kayıpların hesabı için deneysel sonuçlarla birlikte elemanların veri sayfalarındaki parametreler kullanılmıştır. Şekilden de görüleceği üzere devrenin en yüksek kaybını diyotlar oluşturmaktadır. Diyotların kayıplarını sırasıyla kuplajlı indüktör kayıpları, anahtarlama elemanlarının iletim kayıpları ve kondansatör kayıplarını takip eder. Yarım yükte devrenin toplam kaybı 6.6W, verimi %95.6 olarak hesaplanmıştır.



Şekil 63. Yarım yükte çalıştırılan devrenin elemanlarına ait kayıp analizi

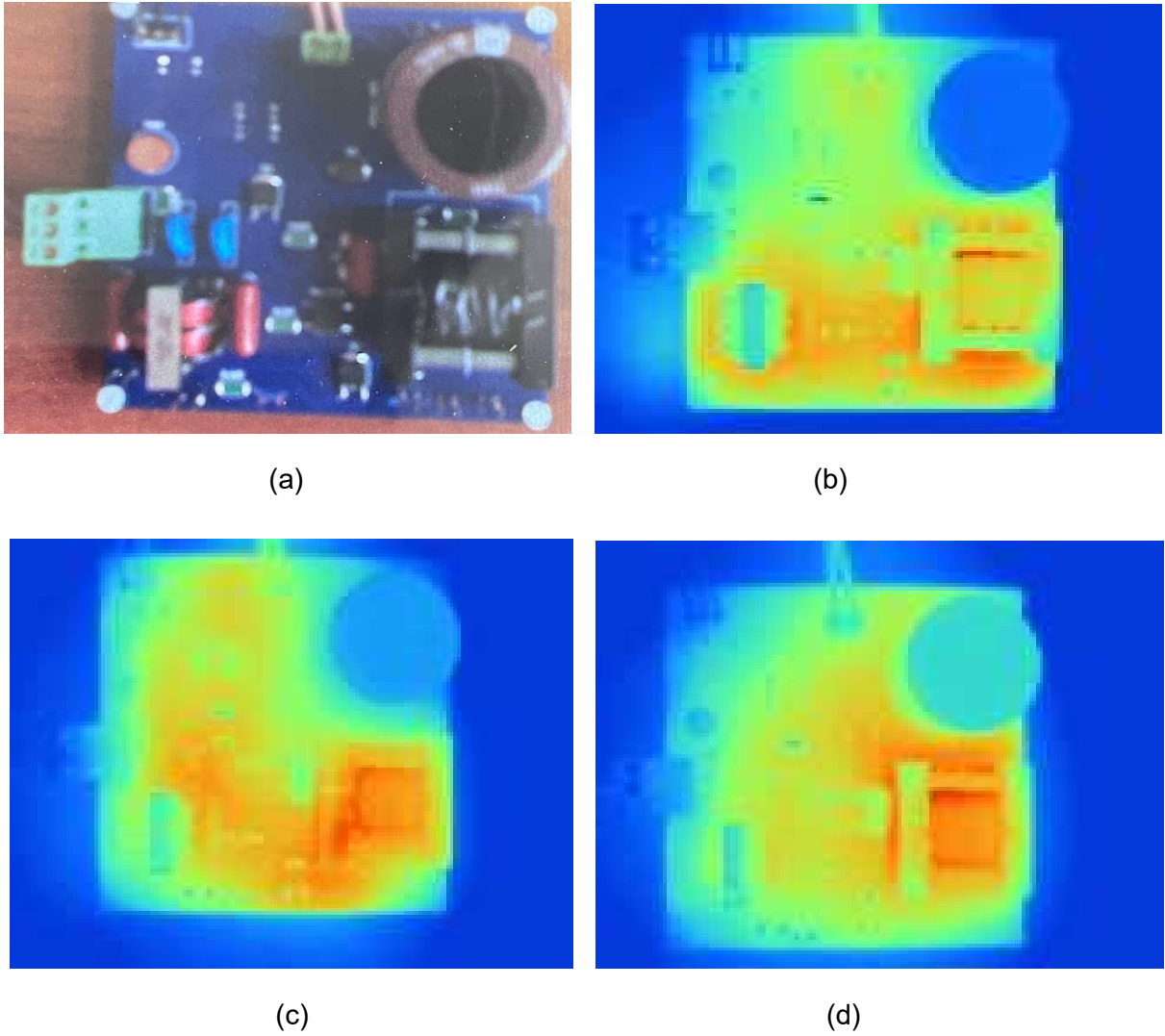
Şekil 64'te, çeşitli yük koşulları altında çalıştırılan devrenin verimlilik grafiği sunulmuştur. Grafik incelendiğinde devrenin yarım yükte %95.6 tam yükte ise %93 olarak ölçülmüştür. Devrenin yüksek güçlerde kaybının artmasının nedeni sabit giriş gerilimi koşulunda gücün artmasına paralel olarak akımın da artmasından dolayı iletim kayıplarının akımın karesi ile orantılı olarak artmasından dolayıdır.



Şekil 64. Çeşitli yük koşulları altında çalıştırılan devrenin verimliliği

3.15. Isıl Analiz

İzoleli bir dönüştürücüde kayıpların büyük bölümü anahtarlama elemanlarından ve yüksek frekanslı trafolardan kaynaklanır. Anahtarlama elemanlarındaki kayıplar iletim kayıpları ve anahtarlama kayıpları olarak sınıflandırılırken yüksek frekanslı trafodan kaynaklı kayıplar ise bakır kayıpları ve çekirdek kayıpları olarak sınıflandırılır. Anahtarlama elemanlarından kaynaklı iletim kayıplarını en aza indirmek için genellikle iletimdeki iç direnci ($R_{DS_{on}}$) küçük olan anahtarlama elemanları tercih edilir. Anahtarlama kayıplarını en aza indirmek için ise anahtarlama frekansının düşük tercih edilmesi bir seçenek olsa da yeterli olmaz. Dolayısıyla anahtarlama kayıplarını azaltmanın en etkin yolu yumuşak anahtarlama teknikleri kullanmaktır.



Şekil 65. Tam yük koşulu altında PCB'nin termal analizi: (a) devrenin termal kamera görüntüsü (b) ilk 15 dakika sonunda elde edilen termal görüntü, (c) ikinci 15 dakika sonundaki termal görüntü, (d) son 15 dakika sonundaki termal görüntü

Bu çalışmada devrede bulunan her iki anahtarda yumuşak anahtarlama yöntemi ile çalıştırıldığı için anahtarlama kayıpları ihmal edilecek kadar az olmaktadır. Dolayısıyla anahtarlama elemanları için yalnızca iletim kayıplarından söz etmek mümkündür. Bu kayıpları azaltmak için ise $R_{DS(on)}$ direnci düşük olan anahtarlama elemanları tercih edilmiştir. Bu nedenle devrede anahtarlama elemanları için soğutucu tasarımı yapılmamış yalnızca yüzeye monte (SMD) anahtarlama elemanları kullanılarak oluşabilecek ısının PCB üzerinden dağıtılması yöntemi kullanılmıştır.

Anahtarlama elemanları ve yüksek frekanslı trafodan kaynaklı ısınmayı gözlemlemek için devre tam yük koşulu altında termal kamera ile gözlemlenmiştir. Bunun için 15 dakikalık periyotlar ile PCB'nin termal kamera ile ısı ölçümleri alınmış ve bu görüntüler Şekil 65'te sırası ile verilmiştir. Şekilden, tam yük koşulu altında devrenin ısı kaybının daha çok yüksek frekanslı transformatörden kaynaklandığı görülmektedir. İlk 15 dakika sonunda PCB'deki en yüksek sıcaklık 43 °C, ikinci 15 dakika sonunda 45 °C ve son 15 dakika bitiminde ise 46 °C ölçülmüştür.

4. TARTIŞMA VE SONUÇ

Bu projede, klasik buck PFC devresine alternatif olabilecek, ölü bölgelerde çalışabilen ve verimli bir buck PFC dönüştürücünün simülasyon ve deneysel çalışmaları yapılmıştır. Çalışma alanı ile ilgili literatürdeki benzer çalışmalar incelenmiş ve kuplajlı indüktör tabanlı, yüksek verimli yumuşak anahtarlama ile çalıştırılan yeni bir topoloji tasarımı yapılmıştır. Yine benzer çalışmalardan farklı olarak dijital kontrol yerine analog kontrol tercih edilmiş ve bunun için UC3843 PWM entegresi kullanılarak kararlı ve yüksek performanslı bir devre oluşturulmuştur. Özel bir yazılım gerektirmemesi nedeniyle stabil olarak çalıştığı bilinen UC3843 PWM entegresi analog kontrolün tercih edilme nedenlerindedir. Önerilen dönüştürücü 150W gücünde, 90-280V_{RMS} ve 50Hz giriş gerilimi aralığında çalışabilecek şekilde tasarlanmıştır. Öncelikle, simülasyon sonuçlarından elde edilen veriler devrenin pratik çalışabileceğini ispatlamıştır. Ardından önerilen buck PFC devresi için gerçek zamanlı 150W'lık bir prototip tasarlanmıştır. Hem simülasyon hem de deneysel çalışmalara ait testlerin buck PFC dönüştürücü için Tablo 2'de verilen hedefleri (verimlilik, THD ve PF) sağladığı gözlemlenmiştir. Buck PFC devresinde kullanılan aktif güç elektroniği anahtarlama elemanları ve diğer yarı iletken elemanlar için kullanılan yumuşak anahtarlama tekniği anahtarlama kayıplarını en aza indirmiştir. Böylece hem anahtarlama elemanlarının anahtarlama kayıpları sebebiyle ısınarak zarar görmesi engellenmiştir hem de yalnızca iletim kayıpları baz alınarak verimli bir devre elde edilmiştir. Dolayısıyla önerilen proje bilimsel hedeflerine başarıyla ulaşmıştır. Projenin simülasyon çalışmalarından elde edilen veriler ile 2022 yılının Ekim ayında bir adet uluslararası bildiri yayınlanmıştır (IEEE Global Energy Conference 2022). Prototip üretimi tamamlandıktan sonra devrenin deneysel çalışmalarından elde edilen veriler ile makale hazırlanmış ve SCI-E indeksinde taranan bir dergiye gönderilmiştir. Makalenin incelenme süreci devam etmektedir.



KAYNAKÇA

Choi, H. 2013. "Interleaved Boundary Conduction Mode (BCM) Buck Power Factor Correction (PFC) Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, 28(6), 2629-2634.

Yao, K., Wu, C., Chen, J., Yang, J., Li, J., Jin, Z., Wang, S., Yang, R., Liu, L., Gao, Y., Wang, Z. 2021. "A Scheme to Improve Power Factor and Dynamic Response Performance for CRM/DCM Buck–Buck/Boost PFC Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, 36(2), 1828-1843.

Zhang, B., Zhang, N., Huang, Z., Xiao, W., Qiu, D. 2013. "Bridgeless PFC converter working in Buck mode or Buck-Boost mode", Patent, CN103227574A, Fuhua Electronic Co Ltd.

Xu, J., Liu, X., Wang, N., Gao, J. 2013. "Parallel connection integrated-type Buck-Flyback power factor correction device", Patent, CN203708111U, Southwest Jiaotong University.

Xu, J., Zhu, M., Gao, J., Shi, Z., Yao, S. 2014. "Current mode control method for eliminating current dead zones of Buck type converter", Patent, CN103944382A, Tianjin University.

Yao, K., Zhou, X., Bo, Y., Wu, J., Chen, X., Li, Y., Sun, D., Hu, W., Lu, J., Xu, M. 2015. "High-power factor buck type power factor correction converter", Patent, CN104617761A, Jiangsu Yinhe Electronics Co Ltd.

Zhou, X., Yao, K., Li, H., Wang, Y., Wang, X. 2015. "Improve the control device of DCM Buck pfc converter PF value", Patent, CN105226931A, Nanjing University of Science and Technology.

Yao, K., Fu, X., Bi, X., Meng, Q., Li, Q. 2015. "CRM Flyback PFC converter achieving constant switching frequency", Patent, CN104734487A, Nanjing University of Science and Technology.

Tang, H. Yao, K., Chen, K., Li, L., Mao, C. 2017. "Constant switching frequency controlled CRM buck PFC converter", Patent, CN109309447B, Nanjing University of Science and Technology.



Ma, C., Yao, K., Zhang, Z., Wu, C., Guan, C., Li, L., Chen, J. 2019. "CRM (customer relationship management) buck-flyback PFC (Power factor correction) converter controlled in fixed frequency", Patent, CN110518818B, Nanjing University of Science and Technology.

Wu, C., Yao, K., Guan, C., Li, L., Chen, J., Ma, C., Zhang, Z. 2019. "Determine the decompression buck pfc converter of duty ratio control", Patent, CN110311546A, Nanjing Tech University.

Yang J., Wu, X., Zhang, J., and Qian, Z. 2010. "Design Considerations of a high efficiency ZVS Buck AC-DC Converter with Constant On-Time Control", Intelec 2010, Orlando, FL, USA.

Huber, L., Gang, L., Jovanovic, M. M. 2010. "Design-oriented analysis and performance evaluation of buck PFC front end", IEEE Transactions on Power Electronics, 25(1), 85–94.

Wu, X., Yang, J., Zhang, J., Xu, M. 2011. "Design considerations of soft-switched Buck PFC converter with constant on-time (COT) control", IEEE Transactions on Power Electronics, 26(11), 3144-3152.

Wu, X., Yang, J., Zhang, J., Qian, Z. 2012. "Variable on on-time (VOT) controlled critical conduction mode Buck PFC converter for high-Input AC/DC HB-LED lighting applications", IEEE Transactions on Power Electronics, 27(11), 4530-4539.

Singh, B., Shrivastava, A. 2014. "Buck converter-based power supply design for low power light emitting diode lamp lighting", IET Power Electronics, 7(4), 946-956.

Yang, S., Meng, C., Chiu, C., Chang, C., Chen, K., Lin, Y., Lin, S., Tsai, T. 2016. "A Buck power factor correction converter with predictive quadratic sinusoidal current modulation and line voltage reconstruction", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 63(9), 5912-5920.

Yao, K., Zhou, X., Yang, F., Yang, S., Cao, C., Mao, C. 2017. "Optimum third current harmonic during nondead zone and its control implementation to improve PF for DCM Buck PFC converter", IEEE Transactions on Power Electronics, 32(12), 9238-9248.

Liu, Y. -C., Syu, F. -C., Hsieh, H. -C., Kim K. A., Chiu, H. -J. 2018. "Hybrid Switched-Inductor



Buck PFC Converter for High-Efficiency LED Drivers," IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 65(8), 1069-1073.

Yao, K., Tang, H., Ma C., Wu, C. 2020. "Constant Switching Frequency Control for CRM Buck PFC Converter," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 8(4), 4223-4234.

Spiazzi, G., Buso, S. 2000. "Power factor preregulators based on combined buck-flyback topologies," IEEE Transactions on Power Electronics, 15(2), 197-204.

Xie, X., Zhao, C., Zheng, L., Liu, S. 2013. "An Improved Buck PFC Converter with High Power Factor", IEEE Transactions on Power Electronics, 28(5), 2277-2284.

Xie, X., Lan, Z., Dong, H., Zhao, C., Liu, S. 2013. "A Novel Integrated Buck-Flyback PFC Converter with High Power Factor", Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, USA.

Lin, X., Wang, F. 2016. "A novel bridgeless buck PFC converter with half dead zones," IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 602-606, Hefei, China.

Memon, A. H., Yao, K., Chen, Q., Guo J., Hu, W. 2017. "Variable-On-Time Control to Achieve High Input Power Factor for a CRM-Integrated Buck-Flyback PFC Converter," IEEE Transactions on Power Electronics, 32(7), 5312-5322.

Zhang, J., Zhao, C., Zhao, S., Wu, X. 2017. "A Family of Single-Phase Hybrid Step-Down PFC Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, 32(7), 5271-5281.

Memon, A. H., Baloach, M. H., Sahito, A. A., Soomro A. M., Memon, Z. A. 2018. "Achieving High Input PF for CRM Buck-Buck/Boost PFC Converter," IEEE Access, 6, 79082-79093.

Lin, X., Wang, F. 2018. "New Bridgeless Buck PFC Converter with Improved Input Current and Power Factor", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 65(10), 7730-7740.



Hosseinabadi, F., Adib E., Tehrani, B. M. 2019. "A Soft-Switching Step-Down PFC Converter with High Power Factor Using Auxiliary Flyback Circuit," IEEE Transactions on Industrial Electronics, 66(9), 6887-6894.

Yao, K., Wu, C., Chen, J., Yang, J., Li, J., Jin, Z., Wang, S., Yang, R., Liu, L., Gao, Y., Wang, Z. 2021. "A Scheme to Improve Power Factor and Dynamic Response Performance for CRM/DCM Buck–Buck/Boost PFC Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, 36(2), 1828-1843.

Liu, X., Wan, Y., He, M., Zhou, Q., Meng, X. 2021. "Buck-Type Single-Switch Integrated PFC Converter with Low Total Harmonic Distortion", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 68(8), 6859-6870.

Sahlabadi, F., Yazdani, M. R., Faiz J., Adib, E. 2022. "Resonant Bridgeless Buck PFC Converter with Reduced Components and Dead Angle Elimination," IEEE Transactions on Power Electronics, 37(8), 9515-9523.